



Diseño de arrays de antenas de parche basados en cavidades Fabry-Perot.

Grado en Ingeniería de Sistemas de
Comunicaciones.

Autor: Adrián Enrique Capristán Díaz

Tutora: Eva Rajo Iglesias.

INDICE DE CONTENIDO

Capítulo 1.	Introducción:	6
Capítulo 2.	Antenas de parche:	13
	Estudio paramétrico.	20
	Mejora del ancho de banda de la antena de parche. Alimentación mediante parche capacitivo.	26
	Estudio paramétrico del parche auxiliar capacitivo.	27
Capítulo 3.	Arrays.	33
	Acoplo mutuo y su estudio en la antena de parche con los dos tipos de alimentación.	37
Capítulo 4.	La antena Fabry-Perot.	41
	Estudio paramétrico.	46
	FSS como superestrato de la antena Fabry-Perot.	52
Capítulo 5.	Diseño de un prototipo real.	57
Capítulo 6.	Presupuesto.	62
Capítulo 7.	Conclusiones	63

Lista de Figuras.

FIGURA 1-1: REFLEXIÓN Y TRANSMISIÓN EN LA INTERFAZ DE SEPARACIÓN ENTRE DOS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.	9
FIGURA 1-2: ANCHO DE BANDA.	10
FIGURA 1-3: DIAGRAMA DE RADIACIÓN RECTANGULAR.	11
FIGURA 1-4: DIAGRAMA DE RADIACIÓN POLAR.	12
FIGURA 1-5: CLASIFICACIÓN GENERAL DE DIAGRAMAS DE RADIACIÓN.	12
FIGURA 2-1: ESTRUCTURA DE UNA ANTENA DE PARCHE BÁSICA.	14
FIGURA 2-2: ONDAS ESTACIONARIAS PURAS AL TERMINAR UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN EN CORTO O EN ABIERTO.	16
FIGURA 2-3: DISTRIBUCIÓN DE CAMPO ELÉCTRICO EN ANTENA DE PARCHE.	18
FIGURA 2-4: MODELO DE RANURAS DE LA ANTENA DE PARCHE.	19
FIGURA 2-5: DIAGRAMA DE RADIACIÓN TÍPICO DE UNA ANTENA DE PARCHE.	19
FIGURA 2-6: DISEÑO ANTENA DE PARCHE EN CST. VISTA GENERAL.	21
FIGURA 2-7: DISEÑO ANTENA DE PARCHE EN CST. VISTA FRONTAL.	21
FIGURA 2-8: DISEÑO ANTENA DE PARCHE EN CST. VISTA GENERAL CON EJES Y DIAGRAMA DE RADIACIÓN TÍPICO.	21
FIGURA 2-9: DEPENDENCIA DE LA FREQ. DE RESONANCIA CON LA LONGITUD.	22
FIGURA 2-10: SMITH CHART. IMPEDANCIA DE ENTRADA EN FUNCIÓN DE W.	23
FIGURA 2-11: S ₁₁ . DEPENDENCIA CON W.	24
FIGURA 2-12: CARTA DE SMITH. PUNTO DE ALIMENTACIÓN.	25
FIGURA 2-13: CARTA DE SMITH. DEPENDENCIA CON H.	26
FIGURA 2-14: ANTENA DE PARCHE CON Sonda CAPACITIVA.	27
FIGURA 2-15: PARÁMETROS A ESTUDIAR DEL PARCHE CAPACITIVO.	28
FIGURA 2-16: CARTA DE SMITH. VARIACIÓN DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA CON "D".	29
FIGURA 2-17: VARIACIÓN DEL S ₁₁ CON "D".	29
FIGURA 2-18: CARTA DE SMITH. VARIACIÓN DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA AUMENTANDO S DEL PARCHE CAPACITIVO.	30
FIGURA 2-19: VARIACIÓN S ₁₁ CON "S".	30
FIGURA 2-20: CARTA DE SMITH. VARIACIÓN DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA CON "T".	31
FIGURA 2-21: VARIACIÓN S ₁₁ CON "T".	31
FIGURA 2-22: COMPARACIÓN BW. $\epsilon_r=2.2$ ALIMENTACIÓN POR ACOPLADO: H=3.175MM, ALIMENTACIÓN NORMAL: H=0.5MM.	32
FIGURA 3-1: ONDAS ESFÉRICAS.	34
FIGURA 3-2: ARRAY DE ELEMENTOS EQUIESPACIADOS EN EJE Z.	35
FIGURA 3-3: FUNCIÓN FA PARA N=4.	36
FIGURA 3-4: ANTENAS DE PARCHE COLOCADAS EN EL PLANO H.	38

FIGURA 3-5: ANTENAS DE PARCHE EN PLANO E	38
FIGURA 3-6: ACOPLLO MUTUO. ALIMENTACIÓN NORMAL, PLANO H.....	39
FIGURA 3-7: ACOPLLO MUTUO. ALIMENTACIÓN PARCHE CAPACITIVO, PLANO H.....	39
FIGURA 3-8: ACOPLLO MUTUO. ALIMENTACIÓN NORMAL. PLANO E.	40
FIGURA 3-9: ACOPLLO MUTUO. ALIMENTACIÓN POR PARCHE CAPACITIVO. PLANO E.....	40
FIGURA 4-1: ESQUEMA BÁSICO DEL INTERFERÓMETRO FABRY-PEROT.....	41
FIGURA 4-2: ESTRUCTURA DE UNA ANTENA FABRY-PEROT.....	42
FIGURA 4-3: DIAGRAMA DEL MODELO DE RAYOS DE LA ANTENA FABRY-PEROT. TRAYECTORIA DE UN RAYO.	43
FIGURA 4-4: COMPARACIÓN DE DIRECTIVIDAD ENTRE UNA ANTENA DE PARCHE Y UNA FABRY-PEROT EN EL PLANO H.	44
FIGURA 4-5: S11 PARA $\epsilon_r s = 4$ L=7.7 W= Y TAMAÑO 10λ DEL SUPERESTRATO	45
FIGURA 4-6: S11 PARA $\epsilon_r s = 8$ L=7.1 W=12.3 Y TAMAÑO 10λ DEL SUPERESTRATO.	45
FIGURA 4-7: COMPARACIÓN DE ANCHOS DE BANDA ENTRE EL USO DE UN PARCHE CON ALIMENTACIÓN NORMAL O POR ACOPLLO PARA EXCITAR UNA ANTENA FABRY-PEROT . $\epsilon_r= 8$ PARA EL SUPERESTRATO.	46
FIGURA 4-8: DIAGRAMA DE RADIACIÓN FP, DEPENDENCIA CON ϵ_r DEL SUPERESTRATO. PLANO E.	48
FIGURA 4-9: DIAGRAMA DE RADIACIÓN FP, DEPENDENCIA CON ϵ_r DEL SUPERESTRATO. PLANO H.	48
FIGURA 4-10: DEPENDENCIA DEL S11 CON ϵ_r DEL SUPERESTRATO.	48
FIGURA 4-11: DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN PLANO H PARA DISTINTOS TAMAÑOS DE ANTENA. $\epsilon_r s=8$.49	
FIGURA 4-12:DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN PLANO E PARA DISTINTOS TAMAÑOS DE ANTENA. $\epsilon_r s=8$.49	
FIGURA 4-13: S11 SEGÚN EL TAMAÑO DE LA ANTENA. . $\epsilon_r s=8$	50
FIGURA 4-14: DIRECCIÓN DE APUNTAMIENTO EN PLANO H SEGÚN ESPESOR DEL DIELECTRICO AIRE. PARA $\epsilon_r s = 4$ Y TAMAÑO 10λ	51
FIGURA 4-15: ACOPLLO MUTUO PLANO E.	51
FIGURA 4-16:ACOPLO MUTUO PLANO H.	51
FIGURA 4-17: ACOPLLO MUTUO CON ANTENAS COLOCADAS EN PLANO H UNA DISTANCIA 1.5λ . DEPENDENCIA CON ϵ_r DEL SUPERESTRATO.	52
FIGURA 4-18: ACOPLLO MUTUO CON ANTENAS COLOCADAS EN PLANO E UNA DISTANCIA 2λ . DEPENDENCIA CON ϵ_r DEL SUPERESTRATO.	52
FIGURA 4-19: LÍNEA DE TRANSMISIÓN EQUIVALENTE PARA EL USO DE UN SUPERESTRATO Y DE UNA FSS EQUIVALENTE CON IMPEDANCIA $jX_{I,C}$	53
FIGURA 4-20: FSS DE TIRAS METÁLICAS Y SUS PARÁMETROS.....	53
FIGURA 4-21: DIRECTIVIDAD NORMALIZADA PARA LAS DISTINTAS CONFIGURACIONES DE ANTENA FABRY-PEROT.PLANO H.	54
FIGURA 4-22: DIRECTIVIDAD NORMALIZADA PARA LAS DISTINTAS CONFIGURACIONES DE ANTENA FABRY-PEROT. PLANO E.	55
FIGURA 4-23: ACOPLLO MUTUO ENTRE DOS ANTENAS FP COLOCADAS EN EL PLANO H.	56

FIGURA 4-24:ACOPLO MUTUO ENTRE DOS ANTENAS FP COLOCADAS EN EL PLANO E.....	56
FIGURA 5-1: S11 ESPERABLE CON LA ANTENA FABRY-PEROT CONSTRUIDA PARA OPERAR A 15GHZ.....	58
FIGURA 5-2: DIRECTIVIDAD EN PLANO E Y H PARA LA ANTENA FABRY-PEROT CONSTRUIDA PARA 15GHZ..	58
FIGURA 5-3: S21 ENTRE DOS ANTENAS FABRY-PEROT DISEÑADAS PARA OPERAR A 15GHZ. ANTENAS EN PLANO E. DISTANCIA Λ	59
FIGURA 5-4 S21 ENTRE DOS ANTENAS FABRY-PEROT DISEÑADAS PARA OPERAR A 15GHZ. ANTENAS EN PLANO H. DISTANCIA 2Λ	59
FIGURA 5-5: ARRAY BIDIMENSIONAL DE 9 ANTENAS FABRY-PEROT.SEPARACIÓN DE 2Λ ENTRE CADA ELEMENTO EN PLANOS E Y H.....	60
FIGURA 5-6: S11 DEL PARCHE EMBEBIDO.	60
FIGURA 5-7: DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN PLANO E Y H DE LA ANTENA EMBEBIDA.	61

Lista de Tablas.

TABLA 2-1: VARIACIÓN BW CON "S"	30
TABLA 2-2: VARIACIÓN BW CON "T"	31
TABLA 6-1: HORAS INVERTIDAS EN LA REALIZACIÓN DEL TRABAJO.	62
TABLA 6-2: MATERIALES UTILIZADOS.....	62
TABLA 6-3: DESGLOSE DEL PRESUPUESTO FINAL DEL TRABAJO.	62

Capítulo 1. Introducción:

Las antenas de parche son antenas planas y de bajo perfil, ampliamente utilizadas desde hace algunas décadas, que adquirieron un protagonismo sustancial aún en vigor tanto en aplicaciones militares como comerciales. Su fácil fabricación, bajo coste y sencilla integración en dispositivos son algunas de las principales bazas de una estructura responsable de la comunicación inalámbrica de infinidad de sistemas en todo el mundo.

Con la excusa de crear fuentes directivas basadas en elementos de poca complejidad y coste como las antenas de parche, este trabajo centrará gran parte de su atención en mejorar dos prestaciones a partir de este tipo de antenas: La ganancia, o directividad, y el ancho de banda de operación.

Uno de los procedimientos utilizados para obtener diagramas de radiación directivos es la agrupación de varias antenas del mismo tipo en lo que se conoce como una antena de array. En este sentido, las antenas de parche ofrecen facilidades de agrupación por su carácter plano y sencillo que aporta viabilidad para el despliegue de arrays compactos sobre una misma superficie o material convirtiéndolas en una alternativa muy competente.

A pesar de las ventajas que aporta el uso de antenas de parche en arrays, existen algunos inconvenientes inherentes a la agrupación de elementos. El más importante es consecuencia de la necesidad de desplegar una red de alimentación que entregue potencia a cada estructura, lo que añade mucha complejidad en la construcción. Además, a menudo es preciso espaciar mucho los elementos debido a problemas de acoplo entre las distintas antenas, ayudando de paso a simplificar la tarea de alimentación; sin embargo en este sentido encontramos una limitación impuesta por los *grating lobes*, un fenómeno indeseable que perjudica a la directividad y que se da a partir de ciertas distancias de separación.

La posibilidad de aprovechar la utilización de antenas de parche para conseguir directividad evitando acudir a los arrays responde a la utilización de las antenas Fabry-Perot. La construcción de este tipo de estructuras es inmediata partiendo de una antena de parche y origina una gran ganancia que alcanza equivalencias respecto a la de una agrupación de elementos. Además, su uso como base de un array permite grandes separaciones al atenuar significativamente el efecto de los *grating lobes*, cuyo efecto disminuye con el uso de antenas más directivas.

Además del problema de la directividad, la elección tanto de antenas de parche como de Fabry-Perot supone tener que asumir anchos de banda muy pequeños debido a la condición de resonancia que necesitan este tipo de estructuras. Una desventaja agravada durante la última década debido a la marea de nuevas aplicaciones demandantes y generadoras de grandes tasas de datos.

La mejora del ancho de banda en las antenas de parche se ha perseguido durante mucho tiempo a través de diferentes técnicas. Una de las más recientes y a su vez más sencillas consiste en realizar una alimentación por acoplo con un parche auxiliar situado fuera de la antena.

De este modo, combinando ambas soluciones es posible convertir a la antena de parche en una estructura flexible capaz de cumplir todas las exigencias que golpean sus puntos más débiles con garantías, permitiendo que sus innumerables ventajas prevalezcan en su uso en todo tipo de aplicaciones.

Objetivo.

Este trabajo pretende profundizar en las posibilidades que existen, a partir de estructuras planas como la antena de parche, de obtener estructuras radiantes directivas y con buen ancho de banda. Dos de las principales desventajas que se le atribuyen a este tipo de antenas.

De esta manera, el objetivo será diseñar una antena Fabry-Perot, basada en la antena de parche, con un ancho de banda incrementado respecto al habitual y explorar su utilización en arrays y su capacidad de atenuar los *grating lobes*.

Procedimiento.

Para llegar al diseño propuesto y cumplir sus objetivos, se detallarán las distintas partes que formarán la estructura, así como los parámetros de interés relevantes para su correcta construcción, utilizando como herramienta de simulación el software MWS CST Studio que nos aporta los resultados que buscamos a partir del diseño de modelos 3D de nuestra antena. Estos resultados serán exportados posteriormente a MATLAB para maximizar la calidad de su representación así como para hacer cálculos adicionales en base a ellos.

En primer lugar, en el Capítulo 2 se hará una introducción a las antenas de parche, atendiendo brevemente a su historia, sus condiciones de funcionamiento y radiación, así como las ventajas y desventajas respecto a otro tipo de antenas.

Con los conceptos expuestos, se realizará un diseño simple para la **frecuencia de 10GHz**, estudiando la importancia de los distintos parámetros que intervienen en su construcción para conseguir las mejores prestaciones.

También se explicará un método alternativo de alimentación, la utilización de una sonda o parche capacitivo, para mejorar el ancho de banda de operación. Y se evaluarán los resultados, realizando comparaciones con los métodos más tradicionales en términos de ancho de banda.

Tras lidiar con la estructura básica, el Capítulo 3 introducirá los conceptos más básicos de la teoría de arrays, desarrollando su naturaleza de radiación para llegar a entender como aparece el fenómeno de *grating lobes*, así como explicar la importancia de la interferencia de potencia entre elementos en este tipo de construcción; el capítulo servirá también para analizar esta interferencia, conocida como acoplo mutuo, a la hora de agrupar antenas de parche.

En el Capítulo 4, estudiaremos el empleo de cavidades Fabry-Perot en busca de más directividad. Se explicará de forma sencilla y breve su funcionamiento, y se analizarán de nuevo los distintos parámetros que influyen en el comportamiento de la antena en varios aspectos. Siempre usando como referencia la frecuencia de 10GHz para operar con nuestra antena.

Las Fabry-Perot convencionales están basadas en un superestrato formado por un dieléctrico con un grosor apreciable ($\lambda/4$), especialmente a bajas frecuencias. Ante esta situación, presentaremos una opción alternativa de construcción basado en la equivalencia de este superestrato con una FSS (Frequency Selective Surface) que utiliza estructuras periódicas y metálicas, con las ventajas que ello aporta. Se medirán los parámetros de interés, comparándolos con la implementación clásica.

Finalmente, en el Capítulo 5 se detallará la construcción de un prototipo definitivo real con las limitaciones de material esperadas, que obligarán a modificar el diseño teórico, pero que servirá de demostración y verificación del resultado final, siendo coherente con el estudio.

Descripción de los parámetros principales a evaluar en una antena.

- **S11 o pérdidas por adaptación (dB):** Se mide desde el puerto con el que alimentamos la antena y depende de la impedancia de entrada a la misma. Este parámetro es de vital importancia puesto que nos mostrará la potencia reflejada y que por lo tanto no llega a la antena. El concepto es el mismo que el coeficiente de reflexión (Γ) que se le atribuye a una onda electromagnética en la interfaz de unión con otra línea o carga, ver Figura 1-1, ya que en este trabajo alimentaremos siempre con un cable coaxial (línea de transmisión).

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (1-1)$$

$$T = \Gamma + 1 \quad (1-2)$$

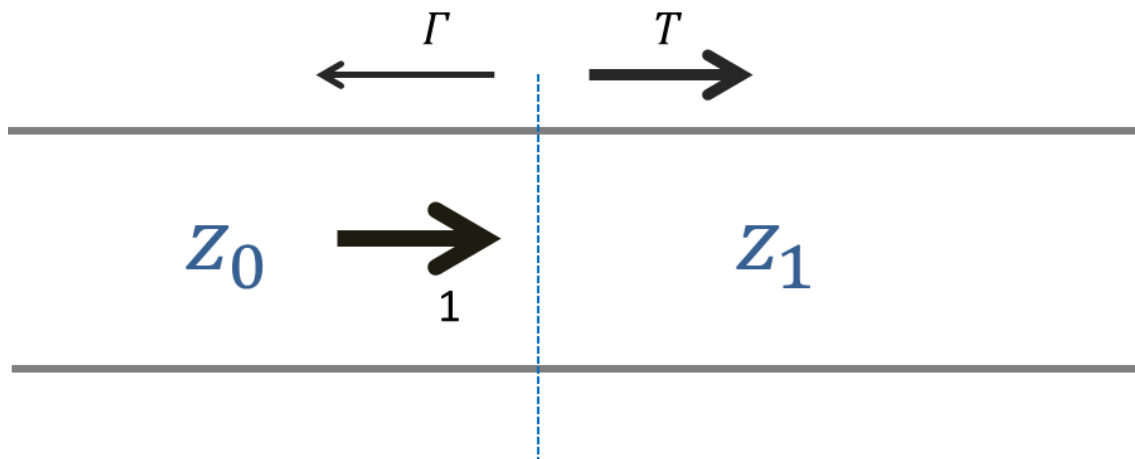


Figura 1-1: Reflexión y transmisión en la interfaz de separación entre dos líneas de transmisión.

En la Ecuación (1-1) debemos relacionar Z_1 con la impedancia de entrada a la antena y Z_0 con la del cable de alimentación, que será casi siempre 50 Ω .

Si el valor del S11 es cercano a los 0dB (reflexión total) quiere decir que la antena no recibe la potencia con la que intentamos alimentarla, por lo que está desadaptada. Esta desadaptación puede ser debido a la frecuencia de

operación o por la estructura en sí. Interesan valores por debajo de los -10dB que impliquen poca reflexión o pocas pérdidas. El valor mínimo en este trabajo coincidirá con la frecuencia de resonancia y, puesto que la impedancia del cable es real, también coincide con una impedancia de entrada puramente real.

- **Ancho de banda (GHZ):** Relacionado con el S11. Consideraremos como ancho de banda aquel rango de frecuencias donde el S11 caiga por debajo -10dB.

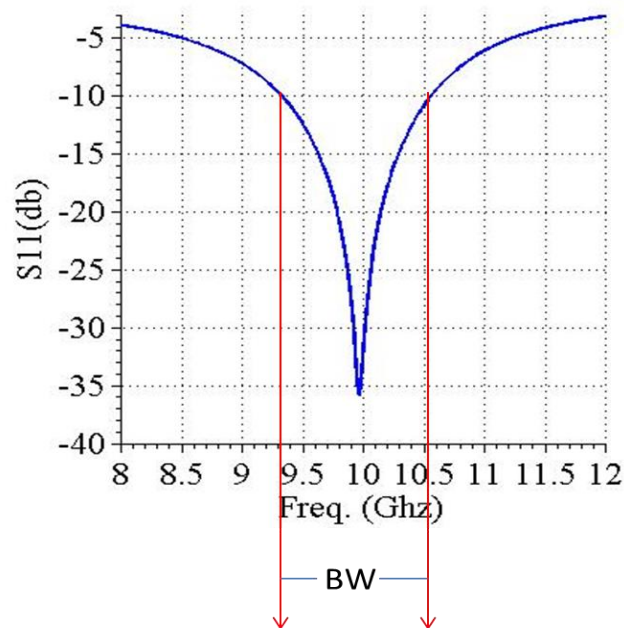


Figura 1-2: Ancho de banda.

- **Diagrama de radiación (dBi):** Indica cómo se reparte la potencia radiada en el espacio. Es importante resaltar que los valores que muestra el diagrama son relativos al valor máximo de densidad de potencia (W/m^2) radiado en una dirección, por lo que no es una medida del nivel de potencia radiada, si no de distribución de la misma.

Para caracterizar correctamente un diagrama de radiación suele representarse en 2-D sobre coordenadas polares en dos planos perpendiculares entre sí. Pueden representarse en modo rectangular (Figura 1-3) o polar (Figura 1-4).

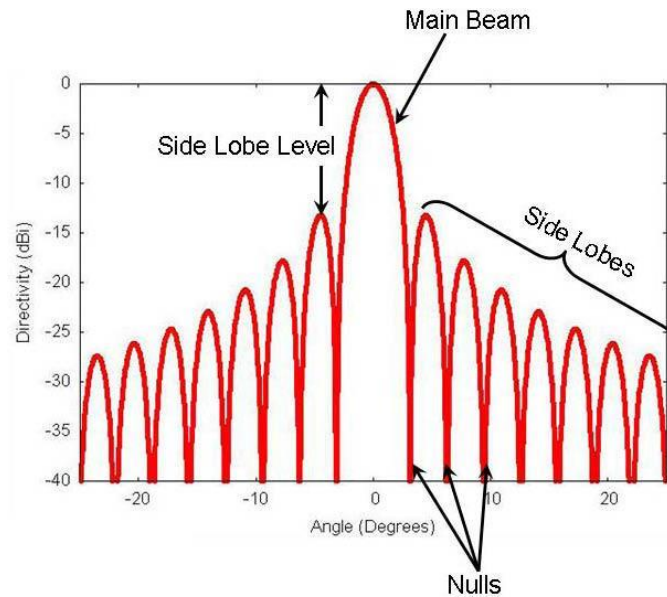


Figura 1-3: Diagrama de radiación rectangular.

Dentro de estas representaciones pueden evaluarse algunas características, particulares para cada diagrama.

- Lóbulos: Son zonas del diagrama delimitadas por nulos de radiación.
- Lóbulo principal: El lóbulo que contiene la dirección de máxima radiación.
- Dirección de apuntamiento: Dirección hacia donde se transmite la máxima densidad de potencia. En este trabajo será habitual hablar de dirección broadside si esta dirección coincide con la perpendicular a la superficie que conforma la fuente de radiación.
- Lóbulo secundario: El resto de lóbulos del diagrama.
- Anchura de haz: Anchura del lóbulo principal, a cuyos extremos llega una densidad de potencia -3dB menor que en la dirección de máxima radiación.
- Nivel del lóbulo secundario (SLL): Relación en dBs entre el lóbulo principal y el lóbulo secundario más alto.
- Directividad: La directividad viene a cuantificar la concentración de densidad de potencia en cada punto. La cuantificación se realiza comparando con la potencia que radiaría una antena isotrópica, que radia por igual en todas direcciones. La función directividad es proporcional al diagrama de radiación, pero lo que interesa es el valor que obtiene en la dirección de apuntamiento.

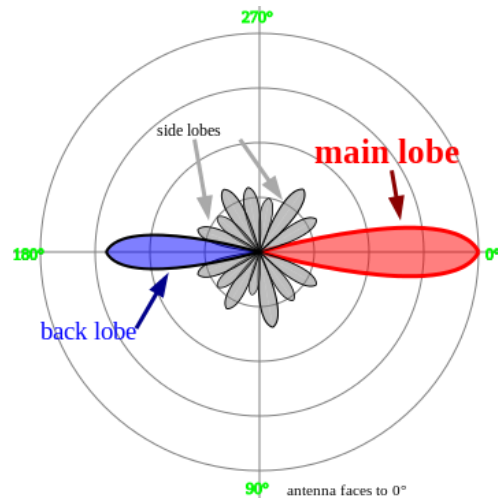


Figura 1-4: Diagrama de radiación polar.

Los parámetros anteriores pueden ser utilizados para clasificar la antena en tres categorías según la naturaleza de su diagrama de radiación, mostradas en la Figura 1-5.



Figura 1-5: Clasificación general de diagramas de radiación.

La consecución de un diagrama de radiación determinado depende del tipo de antena, de modo que el análisis de la fuente combinado con las Ecuaciones de Maxwell, aporta el diagrama de radiación. Este análisis a menudo se torna complejo, pero respecto a la clasificación general antes comentada, siempre puede atenderse a una generalización: Cuanto más grande sea la antena (en términos de longitud de onda), más directiva será.

Capítulo 2. Antenas de parche:

La antenas de parche es, como veremos más adelante, una estructura barata, sencilla de implementar y eléctricamente pequeña ($<\lambda$). Cualidades que la colocan como base de este trabajo, puesto que favorecen enormemente la construcción de arrays.

Historia

El nacimiento de las antenas de parche está ligado al desarrollo de las líneas microstrip. De hecho, su procedencia deriva de esta tecnología, desarrollada a principios de los 50. Durante estos años Deschamps [6] introdujo por primera vez el concepto de “antenas microstrip”. Sin embargo, no fue hasta cerca de 20 años después, en 1970, cuando las primeras implementaciones prácticas de este tipo de antenas fueron presentadas por gente como Howell y Munson [9]. Un retraso provocado principalmente porque los sustratos no eran óptimos para conseguir diagramas de radiación de interés.

A partir de entonces, el campo de las antenas microstrip, y por ende el de las antenas de parche, se convirtió en uno de los más trabajados, con numerosas investigaciones y desarrollos orientados a explotar sus numerosas ventajas, hasta el punto de establecerse como una entidad separada dentro del estudio de las antenas de microondas [10]. El fruto de las investigaciones tuvo un impacto enorme con la aplicación de la tecnología en estaciones base de comunicación móvil, satélites o incluso en terminales.

Más de 40 años después, sus ventajas siguen siendo incuestionables en términos de costes e implementación. Ningún otro tipo de antena ha alcanzado tanto protagonismo en bibliografía y artículos especializados (cita) , y la investigación en torno a sus prestaciones continúa, impulsada por nuevas necesidades y aplicaciones que demandan sus características como tecnologías MIMO, RFID, aplicaciones médicas, nano-antenas..., etc.

Estructura.

Sin atender a su alimentación, una antena de parche en su configuración más simple está formada por un parche metálico sobre uno de los lados de un dieléctrico, y un plano de masa en el otro. Esta estructura puede observarse en la Figura 2-1, que además servirá como referencia de coordenadas para el resto del desarrollo.

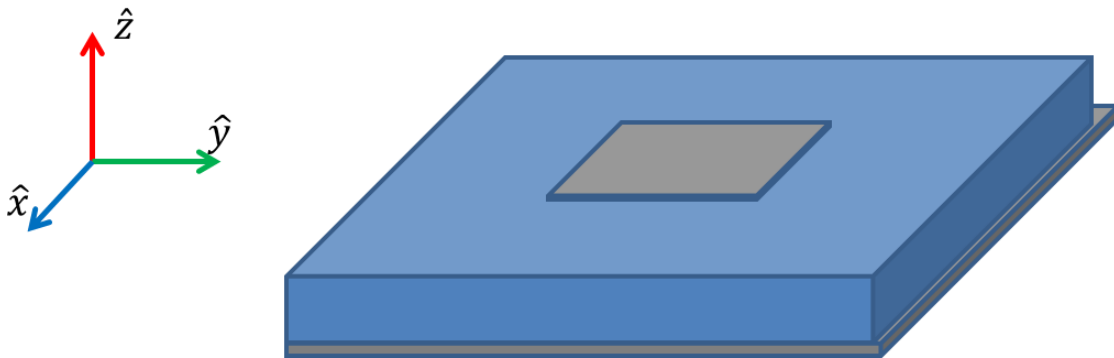


Figura 2-1: Estructura de una antena de parche básica.

Forma: La forma del parche puede ser cualquiera, aunque por comodidad y predictibilidad, se suele trabajar con modelos circulares o rectangulares. En este caso, se va a trabajar con parches rectangulares.

Substrato: Como se comentó anteriormente, las antenas de parche proceden de la tecnología microstrip, de una estructura idéntica, pero sustituyendo el parche por una tira metálica que en combinación con el plano de masa, forman una línea de transmisión. La diferencia fundamental está en el objetivo que se busca. Mientras para la línea microstrip el objetivo es mantener el campo confinado entre las placas evitando las radiaciones, las antenas de parche requieren el efecto contrario. Esta diferencia de funcionamiento se consigue principalmente con la permitividad del substrato de modo que a menos permitividad, más pérdidas por radiación; por lo que típicamente este tipo de antenas se construye con permitividades menores a 2,5.

Altura: En cuanto a la altura del parche, es deseable que responda a una relación $h \ll \lambda$ de forma que podamos considerar que la variación del campo a lo largo de la altura sea constante, y sobre todo, considerar que el campo eléctrico es casi perpendicular a la superficie del parche.

Funcionamiento.

Existen varios modelos para explicar y analizar una antena de parche. Uno de ellos se basa en considerar la estructura como una cavidad resonante [8].

Cavidad resonante

Una cavidad resonante ideal es una estructura sin pérdidas donde se almacena energía eléctrica y magnética por igual. Esta condición tiene como una de sus características que las ondas electromagnéticas en su interior se propagan en sentidos opuestos y con igual magnitud, formando lo que se conoce como una onda estacionaria pura.

Si acudimos al caso real, toda cavidad resonante presenta unas pérdidas originadas por los elementos pasivos. La relación que existe entre la energía almacenada y esta energía disipada es lo que caracteriza a la cavidad, y es cuantificada con el valor Q.

$$Q = 2 * \pi * f_r * \frac{\text{Energía almacenada}}{\text{Pérdida de potencia}} \quad (2-1)$$

Altos valores de **Q** indican que la cavidad tiene pocas pérdidas y por lo tanto una resonancia más estable.

Las cavidades resonantes en microondas en un caso sin pérdidas se consiguen con volúmenes cuyas condiciones de contorno sólo admiten algunas soluciones, correspondientes a las de una onda estacionaria pura, de las ecuaciones de Maxwell, y que además solo se dan para algunas frecuencias conocidas como frecuencias de resonancia.

En un caso real, los elementos pasivos otorgan a la cavidad la posibilidad de admitir un rango más amplio de frecuencias para las que son válidas las ecuaciones de Maxwell en el interior de la cavidad, centrando las soluciones del comportamiento ideal en la frecuencia de resonancia.

De esta manera, cuanto más ideal es la cavidad resonante, menor es el rango de frecuencias para las que es posible el almacenamiento de energía. Esto se refleja en la Ecuación (2-2). [11]

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f} \quad (2-2)$$

Donde Δf es el ancho de banda a -3dB.

Las cavidades resonantes en microondas a menudo se forman bajo los conceptos de paredes eléctricas y magnéticas.

Paredes eléctricas y magnéticas.

Una pared eléctrica es aquella superficie donde el campo eléctrico tangencial a ella es nulo, $\vec{E}_t = 0$. Esta es una característica propia de los conductores perfectos y que en teoría de circuitos se suele relacionar con la condición de cortocircuito.

Una pared magnética es aquella superficie donde el campo magnético tangencial a ella es nulo, $\vec{H}_t = 0$. Relacionada con condiciones de circuito abierto.

Cuando una onda electromagnética que viaja en un medio sin pérdidas incide sobre alguna de estas superficies se produce la reflexión total de la onda, formando una onda estacionaria pura. Ver Figura 2-2.

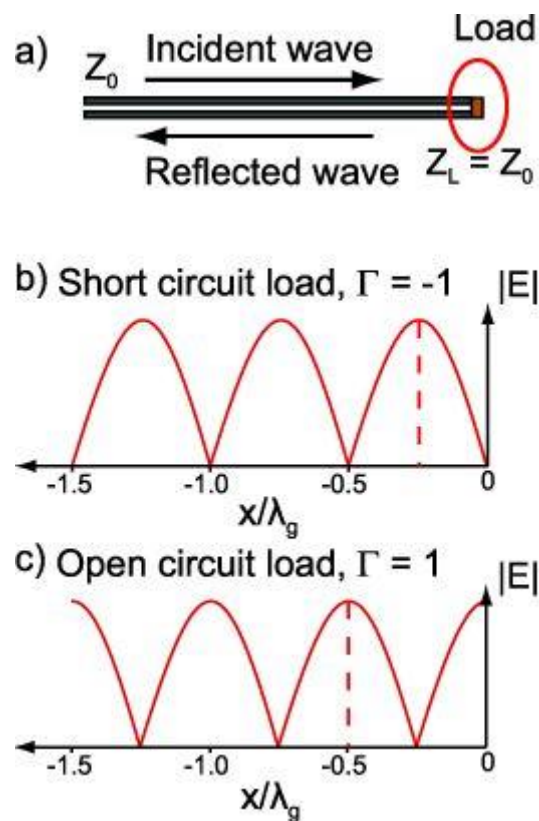


Figura 2-2: Ondas estacionarias puras al terminar una línea de transmisión en corto o en abierto.

La antena de parche como cavidad resonante.

Como se comentó anteriormente, la antena de parche procede de la tecnología microstrip. Teniendo en cuenta esto, con una vista transversal de la antena podemos realizar un análisis desde la perspectiva de una línea de transmisión.

De esta forma, podemos considerar que en ambos extremos de la línea microstrip tenemos una condición de circuito abierto. Sin embargo, este tipo de estructura impone unas condiciones de contorno que sólo pueden satisfacerse con unas soluciones específicas de onda electromagnética, clasificadas en modos. Unas

soluciones que se dan para determinadas frecuencias de resonancia que dependerán de la longitud de esta línea de transmisión. Esto en términos de línea de transmisión implica que la imposición de sendos circuitos abiertos limita la naturaleza de la onda que debe propagarse, imponiendo un máximo de campo eléctrico en los dos extremos. Con la Figura 2-2 podemos deducir que la configuración de c) para una longitud 0.5λ se correspondería con esta solución de circuitos abiertos en los dos lados y que además coincide con la distribución de campo mostrada más adelante en la Figura 2-3.

La antena de parche se comporta como una cavidad resonante de cuatro paredes magnéticas y dos eléctricas (parche y plano de tierra).

Modos resonantes.

Los modos excitados en la cavidad formada por la antena de parche tienen unas características comunes definidas por la construcción de la antena:

- Como se ha nombrado anteriormente, la altura del substrato es pequeña en comparación a la longitud de onda, $h \ll \lambda$, por lo que se puede considerar que los campos no varían en la dirección \hat{z} . Esto tiene como consecuencia que el campo eléctrico en el interior de la cavidad solo puede tener componente \hat{z} ya que las componentes \hat{x} e \hat{y} son tangenciales a la superficie metálica del parche o del plano de tierra, por lo que $\vec{E}_x, \vec{E}_y = 0$.
- En cuanto al campo magnético, los modos tienen componentes \vec{H}_x, \vec{H}_y . Por esta razón consideraremos que los modos son $TM_{m,n}$, es decir, sus campos magnéticos son transversales a la dirección \hat{z} .
- Todos los modos tienen variación cosenoidal del campo en \hat{x} e/o \hat{y} .

Las frecuencias de resonancia se obtienen tras solucionar las ecuaciones que imponen las condiciones de contorno y la ecuación de ondas (derivada de las de Maxwell):

$$f_{res} = \frac{m * c}{2 * L * \sqrt{\epsilon_r}} \quad m = 0, 1, 2, 3, \dots, p \quad (2-3)$$

$$f_{res} = \frac{n * c}{2 * W * \sqrt{\epsilon_r}} \quad n = 0, 1, 2, 3 \dots, p \quad (2-4)$$

Donde **L** es la longitud del parche, **W** la anchura y ϵ_r es la permitividad del substrato. Los valores de **m** y **n** son los que cuantifican el modo que se propaga a esa frecuencia, indicando el nivel de variación del campo en la dirección de \hat{x} (longitud) e \hat{y} (anchura) respectivamente.

Radiación.

La radiación de la antena está directamente relacionada con la consideración de la misma como una cavidad real, es decir, con pérdidas. La potencia que se pierde se identifica directamente con la radiada.

Si despejamos el valor de L en la ecuación (2-3) obtenemos que la longitud del parche para el primer modo de resonancia es $\lambda/2$ en el dieléctrico. Este es el modo en el que vamos a operar.

Si volvemos a observar la antena como una línea de transmisión, podemos coger uno de los extremos en circuito abierto y considerar que el campo eléctrico (asociado al voltaje) es máximo. A una distancia $\lambda/2$ de este extremo, como en toda onda estacionaria pura, tenemos un campo de mismo módulo pero de fase opuesta, es decir, el campo eléctrico es mínimo. Ver Figura 2-3 [1].

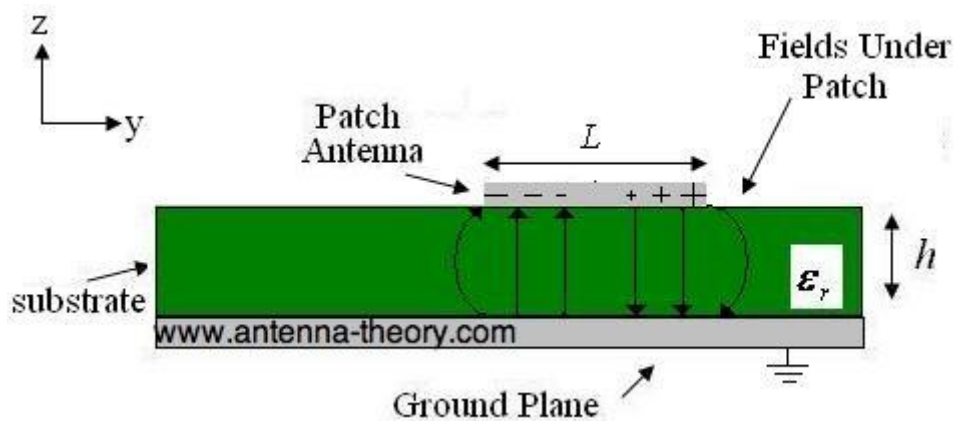


Figura 2-3: Distribución de campo eléctrico en antena de parche.

Esta distribución de campo genera la repartición de cargas observada en la Figura 2-3. Sin embargo, como siempre que hablamos de placas metálicas, tiene lugar un fenómeno conocido como *fringing fields* provocado por la acumulación de cargas en los bordes de la placa (el parche) y que en combinación con la carga en el plano de tierra genera campos eléctricos perpendiculares al borde de las placas (dirección \hat{y} en la Figura 2-3). Estos campos escapan de la cavidad, y no forman parte de la onda estacionaria, sino que están en el medio aire, por lo que son pérdidas.

Los *fringing fields* generados de este modo, tienen el mismo sentido en ambos extremos, debido a la configuración de campo excitada en el interior del parche. Esta circunstancia va a permitir la radiación de la antena puesto que podemos considerar que tenemos un array de dos antenas de apertura o ranuras, cuya radiación es consecuencia de una distribución de campo concreta en una superficie, separadas $\lambda/2$. La Figura 2-4 muestra este modelo.

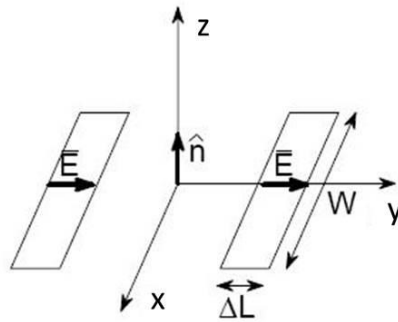


Figura 2-4: Modelo de ranuras de la antena de parche.

En nuestro caso, la distribución de campo que tenemos en las aperturas la consideramos uniforme, puesto que vamos a excitar el primer modo de resonancia identificado con la longitud, $TM_{z1,0}$, por lo que no hay variación a lo largo del eje X y tampoco en el eje Y, al ser ΔL (en la Figura 2-4) muy pequeña en comparación a la longitud de onda.

Diagrama de radiación:

El diagrama de radiación resultante es poco directivo, esto es, con gran ancho de banda angular. La ganancia se sitúa en torno a los 7 u 8 dBi en su punto máximo, que apunta en la dirección de broadside. Por otro lado, también mencionar la habitual radiación por detrás del plano de masa, que contabiliza como pérdidas de la antena en la mayoría de las aplicaciones. En la Figura 2-5 podemos observar un ejemplo del diagrama de radiación de este tipo de antenas, como se ve, el ancho de banda angular a -3dB es de 80°, lo que para el interés de este trabajo se identificará como un comportamiento de poca directividad.

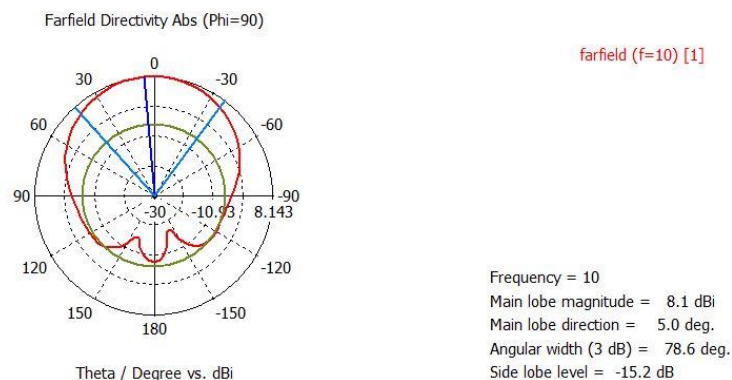


Figura 2-5: Diagrama de radiación típico de una antena de parche.

Ventajas y desventajas

El uso de las antenas de parche tiene ventajas y desventajas que se relativizan dependiendo de la aplicación de la que estemos hablando.

Ventajas.

- Son eléctricamente pequeñas y ligeras, ocupando poco volumen en la estructura en la que se integran, amoldándose en curvaturas y favoreciendo prestaciones que pueden ser importantes, como la aerodinámica.
- Son baratas.
- Su colocación en arrays de gran número de elementos es casi directa, ahorrando costes en fabricación.
- Se puede conseguir operación multi-frecuencia.
- Soportan polarización circular y lineal.
- Tienen mayor eficiencia de radiación que otro tipo de antenas debido a su estilo de radiación basado en la resonancia.

Desventajas.

- Su tamaño también es una desventaja, pese a tener tamaños aproximados a $\lambda/2$, ya que eléctricamente no son lo suficientemente pequeñas (dimensiones $\ll \lambda$) como para usarlas en terminales que trabajen en frecuencias de MHz o pocos GHz, por ejemplo.
- Las antenas de parche típicamente solo pueden construirse con sustratos finos. Esto implica anchos de banda muy estrechos, de menos del 5%.
- La poca separación permitida, también impone bajos valores de potencia de RF.
- La aparición de ondas de superficie que viajan por el sustrato produciendo acoplos mutuos cuando se utilizan en arrays y radiación indeseada en los bordes en el caso individual.

Estudio paramétrico.

Las dimensiones de las distintas partes que conforman a la antena de parche tienen sus consecuencias en el funcionamiento de la misma. A continuación vamos a detallar el efecto de cada parámetro con ayuda del software MWS CST Studio. Nuestra frecuencia de operación será **fo=10GHz**.

El procedimiento consistirá en variar uno de los parámetros dejando fijo el resto, y ver el efecto en tres prestaciones:

El diseño 3-D de nuestra antena de parche se muestra en la Figura 2-6 y en la Figura 2-7. Las coordenadas de referencia, coordenadas y esféricas se muestran en la Figura 2-8.

Parámetros a modificar:

- Longitud (L)
- Anchura (W)
- Espesor del sustrato (h)

- Permitividad del sustrato (ϵ_r)
- Punto de alimentación con cable coaxial. (a)

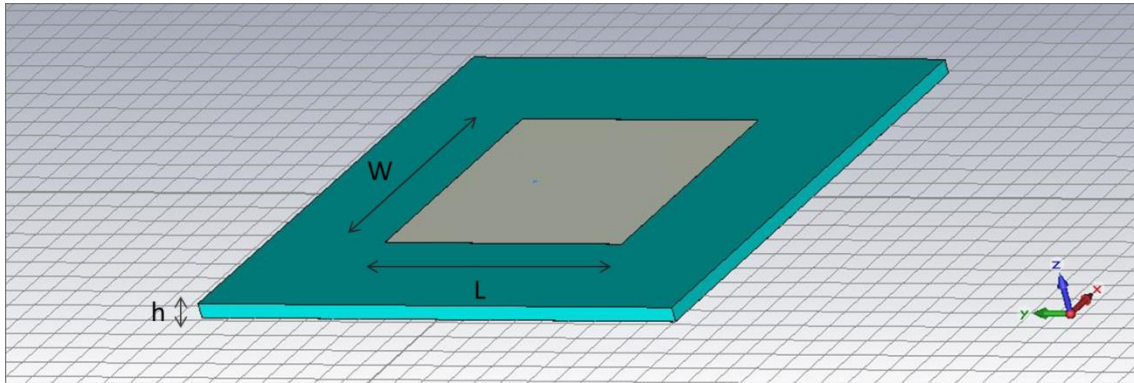


Figura 2-6: Diseño antena de parche en CST. Vista general.

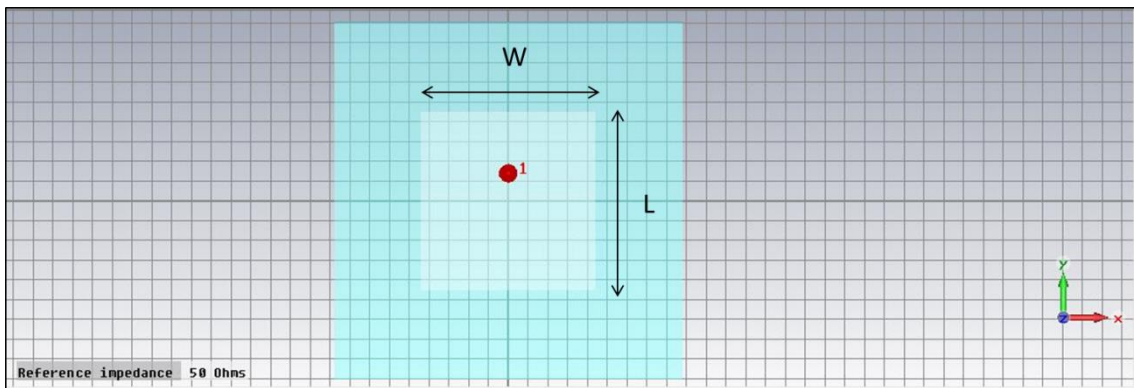


Figura 2-7: Diseño antena de parche en CST. Vista frontal.

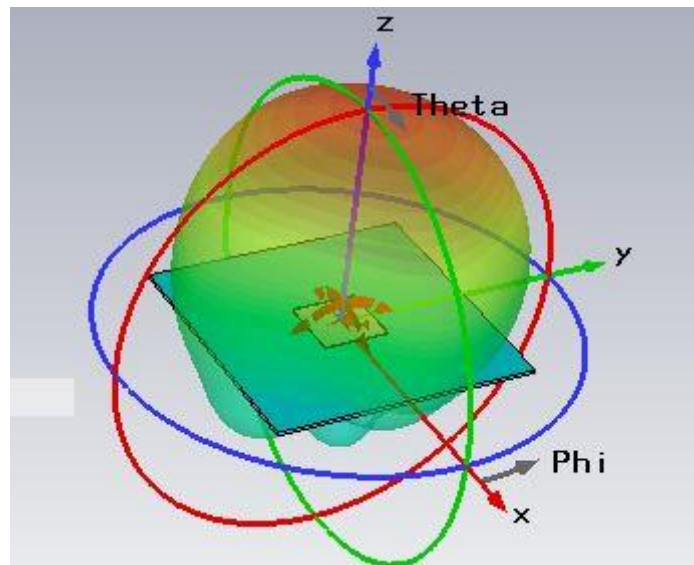


Figura 2-8: Diseño antena de parche en CST. Vista general con ejes y diagrama de radiación típico.

Longitud (L)

De la ecuación (2-1) tenemos la expresión directa de L :

$$L = \frac{m * c}{2 * f} = \frac{m * \lambda}{2} \quad (2-5)$$

La longitud del parche se corresponde con la dirección en la que el campo eléctrico varía en el modo $TM_{z_{1,0}}$. Solucionando la ecuación (2-5), se obtiene que la longitud para este modo debe ser $\lambda/2$ en el dieléctrico. Esto significa que este parámetro actúa como un parámetro crítico para operar a la frecuencia de interés

Para 10GHz y un sustrato de $\epsilon_r=2.2$, obtenemos $L=10.11\text{mm}$. Sin embargo, en la simulación (Figura 2-9) se asocia este valor a una frecuencia de operación de 9 GHz. Obteniendo la frecuencia esperada para una $L \approx 9\text{mm}$.

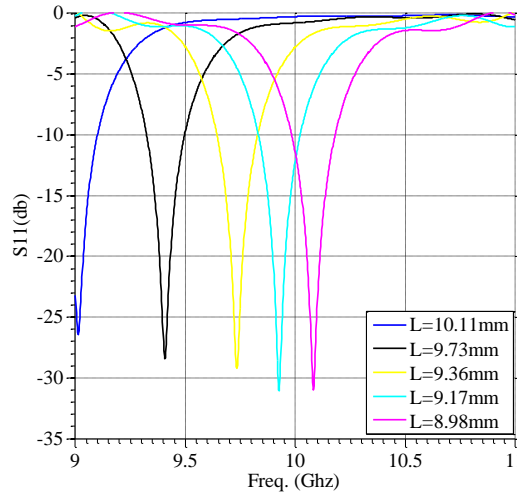


Figura 2-9: Dependencia de la freq. de resonancia con la longitud

La explicación de este resultado no sólo atiende a diferencias entre el escenario teórico y el real, sino también a la existencia de los *fringing fields* explicados anteriormente y vistos en la Figura 2-3. Estos campos, que no están confinados en la estructura, implican una longitud eléctrica en el modelo de cavidad ligeramente mayor que la longitud física del parche. El efecto de los *fringing fields* puede incluirse a través de una permitividad efectiva ϵ_{re} , que sustituiría a la permitividad normal en la Ecuación (2-5) y cuya expresión tiene varias aproximaciones [8] que no vamos a considerar aquí.

Anchura (W).

La dimensión del ancho de la antena de parche, desde el punto de vista del funcionamiento en el modo fundamental ($TM_{z_{1,0}}$), tiene repercusión directa en la impedancia de entrada del parche, y por lo tanto, en el parámetro S11.

El aumento de la superficie del parche provoca que para un mismo nivel de potencia, el campo eléctrico confinado en el interior tenga menor amplitud, puesto que la solución electromagnética en un caso ideal (sin pérdidas) implica que haya componentes de campo en todo el espacio entre el parche y el plano de tierra. Por lo tanto, la impedancia de entrada en el punto de alimentación disminuye, ya que la corriente en el cable coaxial no varía ($Z_{in}=V/I$).

La simulación muestra este comportamiento de la impedancia de entrada en función de W según la Carta de Smith de la Figura 2-10, donde las impedancias de entrada se mapean con el parámetro S_{11} correspondiente. Como puede observarse sobre el eje real (donde caen las impedancias en el caso de resonancia), las curvas cortan cada vez más a la izquierda, es decir, la impedancia disminuye. Esto se traduce en una desadaptación cada vez mayor y por tanto un ancho de banda menor a $<10\text{dB}$, ver Figura 2-11.

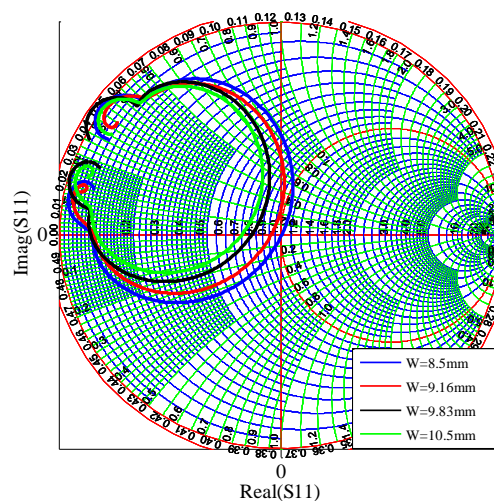


Figura 2-10: Smith Chart. Impedancia de entrada en función de W .

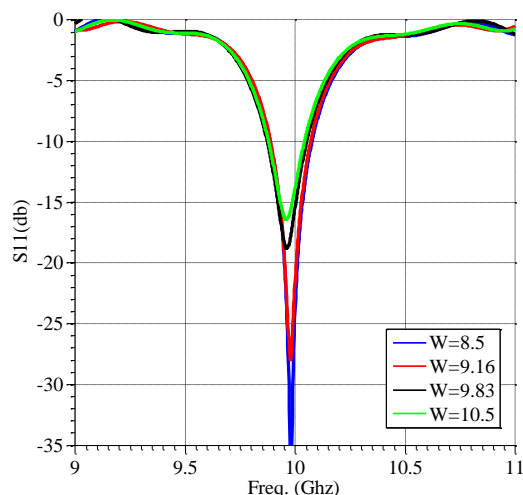


Figura 2-11: S11. Dependencia con W

Por otro lado, el valor de la anchura también tiene una pequeña influencia en el diagrama de radiación. Aumentar este parámetro implica que el área de las aperturas responsables de la radiación sea mayor, lo que se traduce en más directividad en broadside (0°). Sin embargo como hemos visto anteriormente, la mejora en esta prestación está limitada por el hecho de que la antena se desadapta a partir de cierto valor de W.

Punto de alimentación

Una de las formas básicas de alimentar una antena de parche es por medio de un cable coaxial conectado al plano de tierra y con el hilo central prolongado hasta hacer contacto con el parche. La impedancia del cable coaxial es pues, la utilizada como referencia (típicamente 50Ω) por lo que el punto de unión con el parche es crítico para una correcta adaptación.

Además de su influencia en la impedancia, este parámetro también define a los modos que se pueden propagar en la antena. Las ecuaciones (2-3) y (2-4) muestran que L y W pueden usarse para excitar los mismos modos, si, por ejemplo $L=W$. Sus frecuencias de resonancia son cercanas si ambos son próximos en órdenes de magnitud, lo que significa que sería fácil excitar varios modos; un comportamiento que no es deseable en nuestro caso.

Evitar la excitación de modos adicionales se consigue colocando la sonda a una distancia $x_0 = 0$ según las coordenadas de la Figura 2-8 [8]. Es más, se consigue que la cavidad solo almacene modos $TM_{m,0}$.

La coordenada y_0 es la que define la impedancia de entrada. El valor exacto depende de las expresiones concretas del campo eléctrico y magnético y de la frecuencia de operación que se pretende. La Figura 2-12 muestra esta variación, donde es de destacar que para valores muy centrales ($y_0 = 0$) el comportamiento es inductivo

(condición de corto) y la antena no resuena, y en el otro extremo ($y_0 = 4.5$) la impedancia en resonancia es muy alta (condición de circuito abierto).

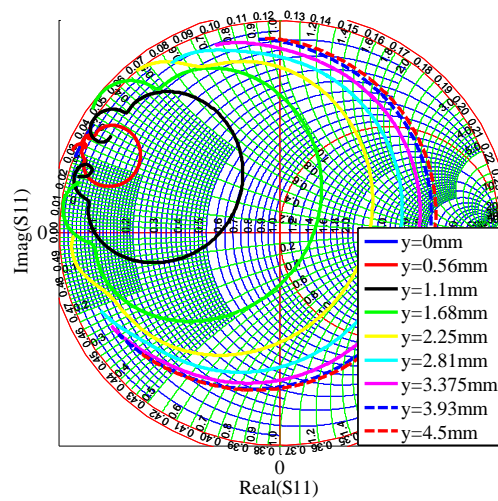


Figura 2-12: Carta de Smith. Punto de alimentación.

Espesor del sustrato (h)

El sustrato es el dieléctrico que se utiliza para confinar los campos dentro de la antena. El espesor de este material influye en la capacidad de mantener los campos dentro de la cavidad.

Es fácil ver que cuanto más cercanos estén el plano de parche y el plano de tierra, mayor es la capacidad de la cavidad para almacenar la energía electromagnética (comportamiento de un condensador) y menor es el efecto de los *fringing fields*, ya que se disipa menos potencia.

Si atendemos a la Ecuación (2-1), el aumento de la energía almacenada implica un mayor valor de Q lo que a su vez, supone que el ancho de banda de operación será menor, ver Ecuación (2-2).

Parece claro que si queremos un aumento de ancho de banda, debemos incrementar el espesor. Sin embargo, existe un límite impuesto por el cable coaxial. Cuanto mayor es h , mayor es la longitud del hilo interior del cable, introduciendo una gran componente inductiva que hace inviable la adaptación de la antena. La simulación corrobora esto con la Figura 2-13, donde se observa que la impedancia de entrada es cada vez más inductiva (las curvas se adentran cada vez más en la región superior) y a partir de un valor la antena deja de resonar (no hay corte con el eje real).

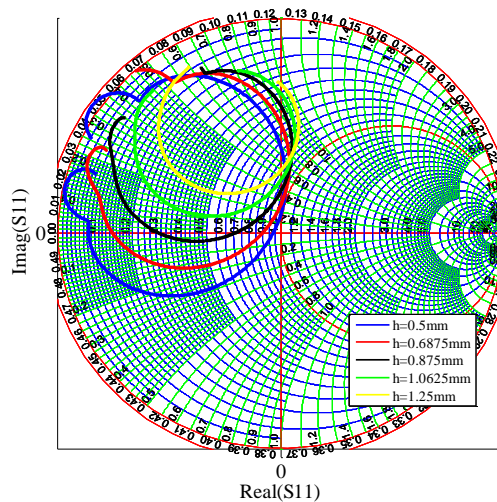


Figura 2-13: Carta de Smith. Dependencia con h .

Mejora del ancho de banda de la antena de parche. Alimentación mediante parche capacitivo.

Entre las desventajas que supone la utilización de las antenas de parche, una de las menos deseables es su estrecho ancho de banda debido a la naturaleza resonante de estas antenas. La investigación en este sentido ha sido amplia desde la aparición de las antenas microstrip. En este trabajo vamos a utilizar una opción relativamente novedosa, la utilización de un parche capacitivo que alimente por acoplo la cavidad resonante.

Como explicamos en el capítulo anterior, el principal inconveniente que encontramos al intentar aumentar el rango de frecuencias de operación es que para esto debemos incrementar el espesor del sustrato, lo que deriva en un aumento de la componente inductiva de la impedancia de entrada. Por lo tanto, una solución obvia consiste en anular esta componente implicando un elemento capacitivo, lo que se suele conseguir con la inclusión de un pequeño parche situado bajo el parche principal que por acoplo inyecte energía electromagnética. Sin embargo, este procedimiento supone incrementos de costo y dificultad en la manufacturación en arrays grandes, ya que el parche auxiliar debe construirse en una capa diferente. El método que se va a introducir aquí se basa en el mismo concepto, pero con el parche auxiliar fuera de la estructura, con unas dimensiones y una separación a la antena tales que la adaptación sea posible así como la excitación [7]. Ver Figura 2-14.

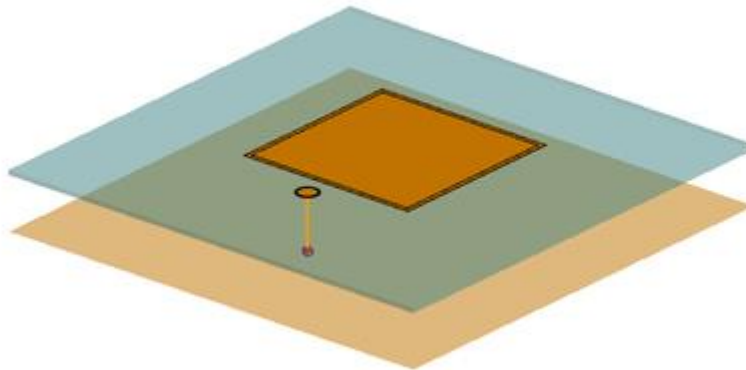


Figura 2-14: Antena de parche con sonda capacitiva.

La compensación de la componente inductiva se realiza con la capacidad que introduce la cercanía de los bordes metálicos del parche principal y el de alimentación.

Con esta configuración, se consigue que todos los elementos de la antena se sitúen en el mismo plano, y además se obtiene una estructura más sintonizable donde la prestación del ancho de banda y de la impedancia de entrada pasa a depender de la superficie del parche alimentador y la separación de este con la antena en sí.

Estudio paramétrico del parche auxiliar capacitivo.

La forma del parche capacitivo puede ser rectangular o circular, obteniendo prestaciones similares. Aquí vamos a utilizar un parche rectangular evaluando tres parámetros desde el punto de vista del impacto que tienen en las prestaciones de la antena, partiendo de un espesor $h=3.175\text{mm}$. Ver Figura 2-15:

- **d:** separación entre el parche resonante y el capacitivo.
- **s:** longitud del parche capacitivo.
- **t:** anchura del parche capacitivo.

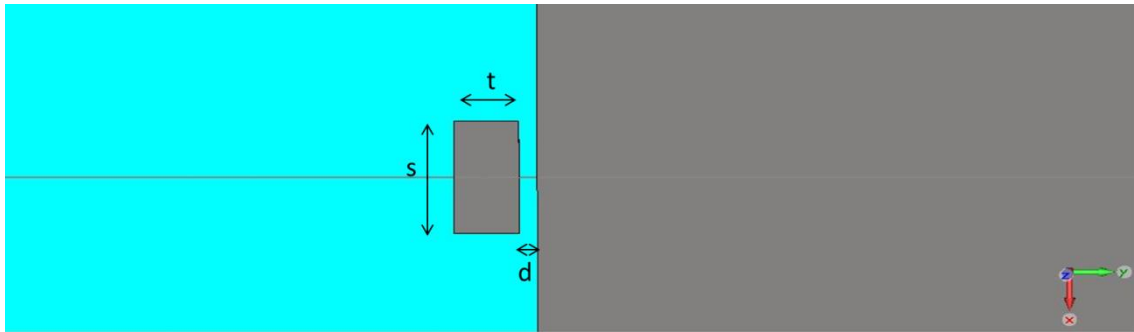


Figura 2-15: Parámetros a estudiar del parche capacitivo.

Separación entre el parche resonante y la antena (d):

El espacio que hay entre los dos parches es el responsable de introducir el acoplo capacitivo que sirve tanto para anular la inductancia de la sonda, como para alimentar la antena. Por lo tanto la distancia que exista influye en la impedancia de entrada y en la adaptación.

Partimos de un valor muy cercano $d=0.05\text{mm}$, una distancia muy pequeña y que observando la Figura 2-16 ofrece muy buena adaptación (impedancia de casi $50\ \Omega$) para una frecuencia cercana a los 10GHz (Figura 2-17). A partir de aquí, observamos que a mayor separación la desadaptación es muy acusada dentro del mismo orden de magnitud para “d”. En el ejemplo que ponemos, para una separación de $0,2\text{mm}$ la antena prácticamente se desadapta.

La desadaptación es motivo de que el parche capacitivo no se carga con la contribución que aporta la antena y por lo tanto no se transfiere energía alguna a la estructura, al ser el parche capacitivo muy pequeño y no admitir soluciones no triviales de campo en su interior.

Longitud del parche capacitivo (s):

Partimos de que el mínimo valor para s viene dado por el diámetro del cable coaxial. En este caso lo hemos puesto en 0.25mm . El aumento de la longitud implica un aumento de la resistividad y por consiguiente una desadaptación cada vez mayor que repercute en una disminución del ancho de banda. Ver Figura 2-18 y Figura 2-19.

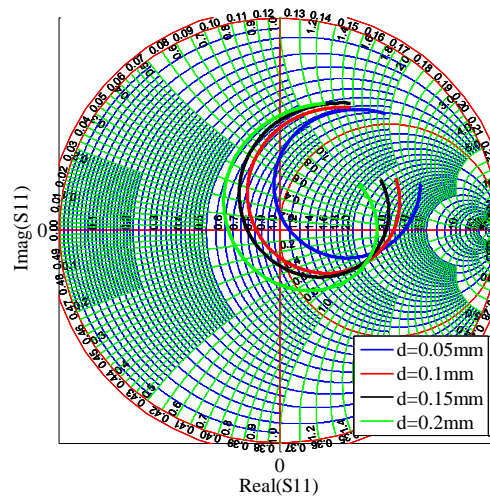


Figura 2-16: Carta de Smith. Variación de la impedancia de entrada con "d"

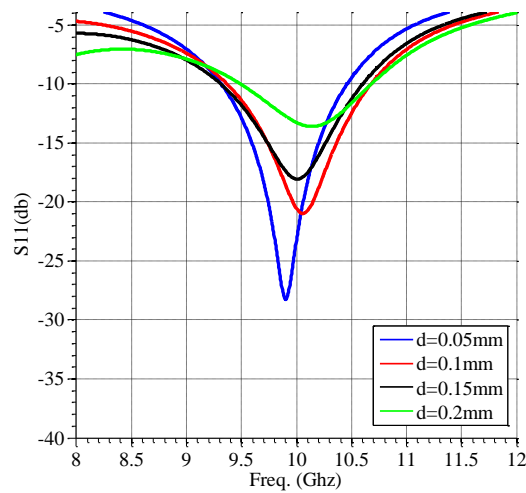


Figura 2-17: Variación del S_{11} con "d"

La Tabla 2-1 muestra la variación del ancho de banda conforme aumentamos la longitud. Si la combinamos con la Figura 2-19 observamos que la frecuencia de resonancia varía ligeramente hacia valores menores conforme disminuye el ancho de banda. Cuando $s=3\text{mm}$ se observa que la tendencia no sigue la progresión, punto en el que podemos considerar que la frecuencia de resonancia ha variado lo suficiente como para no considerar válida la adaptación.

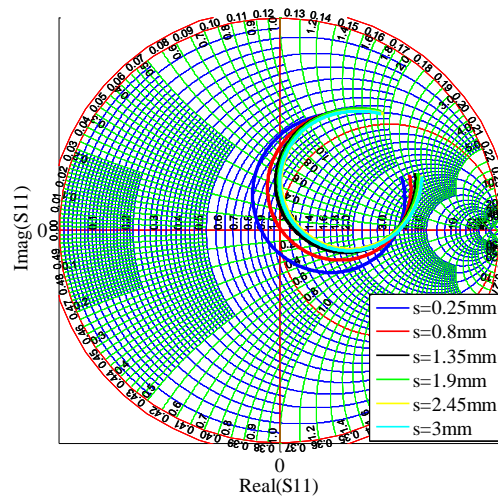


Figura 2-18: Carta de Smith. Variación de la impedancia de entrada aumentando s del parche capacitivo.

S(mm)	0.25	0.8	1.35	1.9	2.45	3
BW(GHz)	1.34	1.22	1.14	1.116	1.104	1.12

Tabla 2-1: Variación BW con " s "

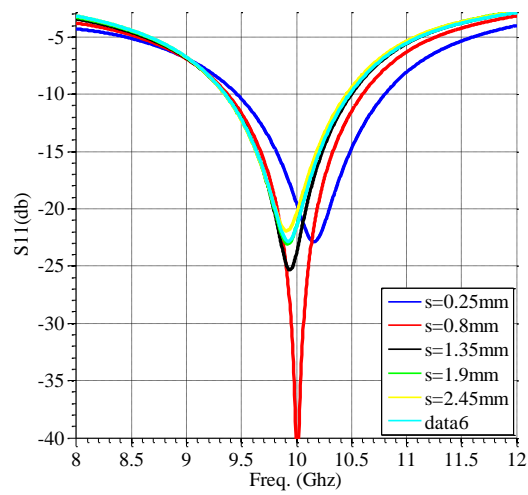


Figura 2-19: Variación S_{11} con " s "

Anchura del parche capacitivo (t):

La modificación de la anchura tiene un efecto similar en cuanto al ancho de banda (ver Tabla 2-2), aunque la desadaptación se provoca por una disminución de la resistividad, al contrario de lo que sucede con la longitud. (Figura 2-20).

T(mm)	0.25	0.8	1.35	1.9	2.45	3
BW(GHz)	1.296	1.2240	1.1840	1.152	1.12	1.076

Tabla 2-2: Variación BW con "t"

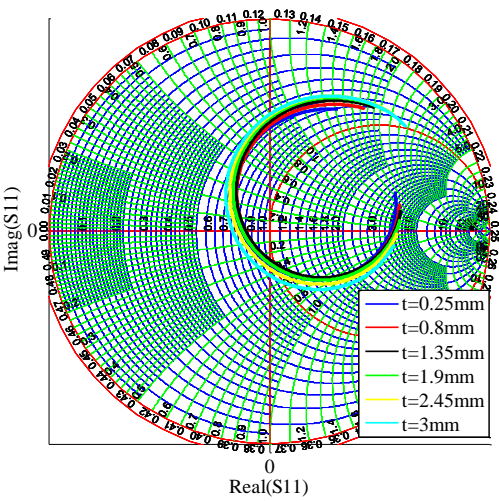


Figura 2-20: Carta de Smith. Variación de la impedancia de entrada con "t"

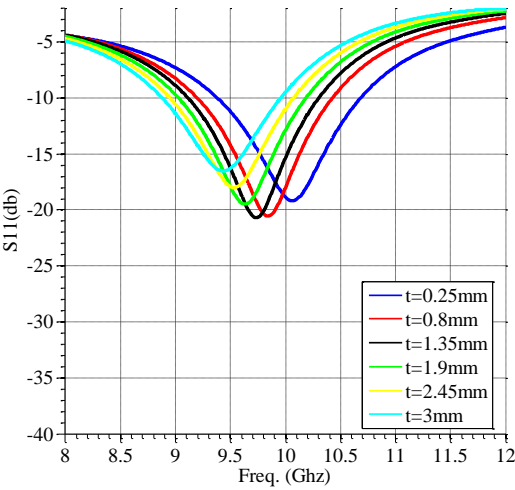


Figura 2-21 :Variación S11 con "t"

El estudio paramétrico expuesto muestra como el elemento añadido en esta configuración, además de servir como solución para los problemas de desadaptación

en la búsqueda de mayores anchos de banda, también sirve como sintonizador de la impedancia de entrada y del ancho de banda. Esto aporta gran versatilidad respecto a otros métodos de alimentación por acoplo que habitualmente integran el elemento capacitivo dentro de la antena, haciendo imposible un ajuste sencillo y directo.

Comparación del ancho de banda con respecto al caso normal.

Por último es interesante cuantificar el incremento del ancho de banda respecto a un parche normal, donde antes usábamos $h=0.5\text{mm}$, que supone el uso de este nuevo tipo de alimentación, donde usaremos un espesor de $h=3.175$. En ambos casos la permitividad del substrato será $\epsilon_r = 2.2$.

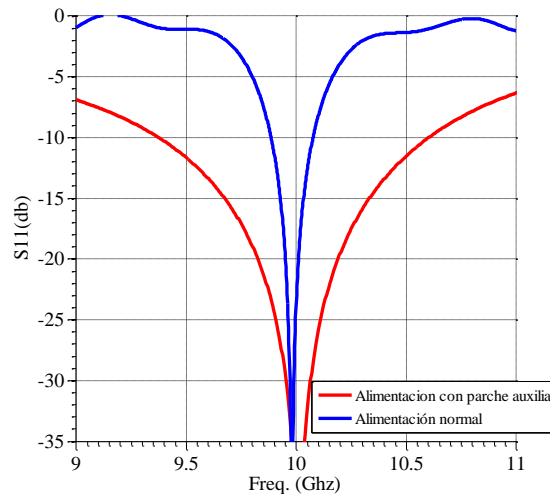


Figura 2-22: Comparación Bw . $\epsilon_r=2.2$ Alimentación por acoplo: $h=3.175\text{mm}$, Alimentación normal: $h=0.5\text{mm}$

Para el caso normal:

$$- BW(\%) = \frac{200\text{Mhz}}{10\text{Ghz}} * 100 = 2\%$$

Parche capacitivo:

$$- BW(\%) = \frac{1.2\text{Ghz}}{10\text{Ghz}} * 100 = 12\%$$

El incremento supone la consecución de antenas de parche con un ancho de banda seis veces mayor al que se obtiene con alimentación normal.

Capítulo 3. Arrays.

Una vez estudiado el elemento básico y su alimentación, vamos a centrarnos en la construcción del array en sí para entender la problemática que origina este trabajo. Para ello es fundamental conocer qué es un array y cómo funciona.

Teoría.

Un array no es más que una agrupación de varias antenas iguales, cuyas contribuciones individuales de potencia se suman, dando lugar a un nuevo diagrama de radiación que caracteriza al grupo como una única antena. El tipo de elemento, su colocación, y las particularidades de las fuentes de radiación, determinarán el diagrama de radiación del array, siendo generalmente mucho más directivo que la antena individual.

Por la colocación de sus elementos podemos considerar tres tipos de arrays.

- Lineales: Los elementos se agrupan sobre una línea.
- Planos: Los elementos se colocan sobre un plano formando una matriz.
- Conformados: Situados sobre superficies con relieve.

Las antenas son fuentes de radiación electromagnética, cuyas ondas se propagan de forma esférica en el espacio, es decir, sus frentes de onda son esféricos. Esto podría simplificarse como en la Ecuación (3-1) y verse como en la Figura 3-1.

$$\overrightarrow{E_{rad}} = E_o(\vec{r}) * e^{jk\vec{r}\hat{r}}$$

K: la constante de propagación de la onda

(3-1)

\hat{r} : la coordenada correspondiente al radio en esféricas

Parece fácil deducir que si queremos saber el campo radiado de un array debemos sumar los campos radiados de (3-1):

$$\overrightarrow{E_{rad.total}} = \sum_{i=1}^N \overrightarrow{E_{rad_i}} \quad (3-2)$$

Siendo N el número de elementos del array.

Sustituyendo:

$$\overrightarrow{E_{rad.total}} = \vec{E}_{rad_{elemento}} \sum_{i=1}^N I_i * e^{jk\vec{r}_i\hat{r}} \quad (3-3)$$

Donde I_i es la corriente con la que se alimentan las antenas

Suponiendo que todas las antenas se alimentan de igual forma. $I_i = I_o$.

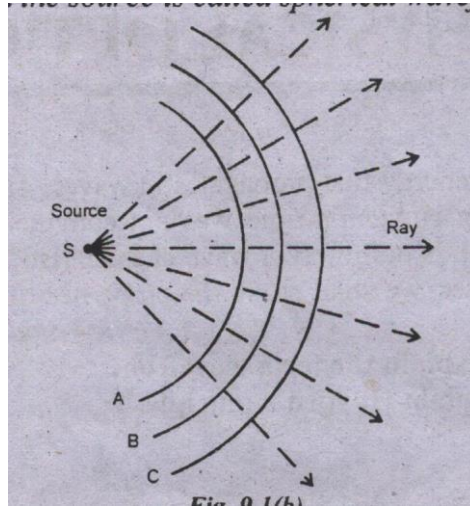


Figura 3-1: Ondas esféricas.

Supongamos el caso de un array lineal de elementos equiespaciados una distancia d en el eje \hat{z} como en la Figura 3-2. Si asumimos que todos los elementos son exactamente iguales, el campo eléctrico de cada uno en un mismo punto solo difiere en la fase asociada al eje \hat{z} debido a la diferente colocación de cada uno. Esto hace que la Ecuación (3-3) pueda reescribirse como:

$$\vec{E}_{rad.total} = \vec{E}_{rad.elemento} * \sum_{i=1}^N e^{jkid\hat{z}\hat{r}} \quad (3-4)$$

Donde se ha introducido el desfase de cada antena debido a su colocación en el eje \hat{z} , y donde $\vec{E}_{rad.elemento}$ ha absorbido los términos de la fase relacionados con los otros dos ejes.

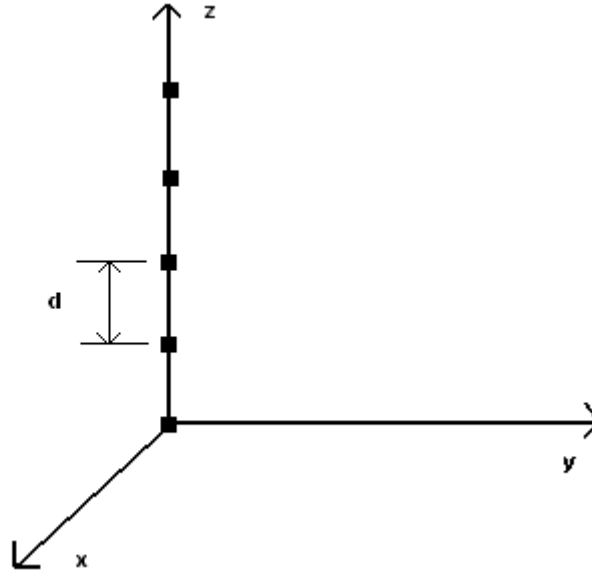


Figura 3-2: Array de elementos equiespaciados en eje z.

Así es como llegamos a una expresión para el campo eléctrico radiado del array que solo difiere del elemento base en un factor, conocido como factor de array FA:

$$FA(\vec{r}) = \sum_{i=1}^N e^{jkid\hat{z}\hat{r}} \quad (3-5)$$

Teniendo en cuenta que en coordenadas esféricas se cumple $\hat{z} * \hat{r} = \cos\theta$ y desarrollamos la serie, obtenemos:

$$FA(\vec{r}) = \sum_{i=1}^N e^{jkid\cos\theta} = \sum_{i=1}^N e^{ji\psi} = \frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \quad (3-6)$$

Donde $\psi = kdcos\theta$

Por lo que el diagrama de radiación, podríamos escribirlo como:

$$DR(\theta, \Phi) = DR(\theta, \Phi)_{elemento} * |FA|^2 \quad (3-7)$$

La expresión final con la que nos quedaremos para este factor de array, es la de su valor absoluto ya que el verdadero impacto a analizar es a nivel de potencias (diagrama de radiación) y no de campos. Luego, operando finalmente tenemos:

$$|FA(\psi)| = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right| \quad (3-8)$$

Los grating lobes.

En el factor de array tiene su origen parte de la problemática de este trabajo. Para entenderlo hay que atender a la representación gráfica mostrada en la Figura 3-3 y recordar que nuestro elemento básico es una antena de parche, cuyo diagrama de radiación en la semiesfera hacia la que apunta es omnidireccional.

La Figura 3-3 se muestra el caso para $N=4$ elementos en el array, pero la relación que se da entre los nulos ($2\pi/N, 4\pi/N, \dots$) es siempre la misma. Como vemos, dentro de esta función los valores solo caen dentro del rango de $[-kd, kd]$ lo que se denomina como Margen visible. En la figura podemos observar como en $\psi=0$ ($\theta=90$) tenemos un máximo, que se repite con periodo 2π .

Como en el margen visible van a caer todos los valores de θ , es fácil ver que los nulos que delimitan al lóbulo centrado en 0 del FA se corresponden con valores más pequeños de θ conforme el margen visible aumenta. Esto implica que, suponiendo un elemento omnidireccional ($DR(\theta, \Phi)_{elemento}=1$), el diagrama de radiación del array será más directivo cuanto más grande sea el margen visible, o lo que es lo mismo, cuanto más separados estén los elementos entre sí, mayor directividad obtendremos.

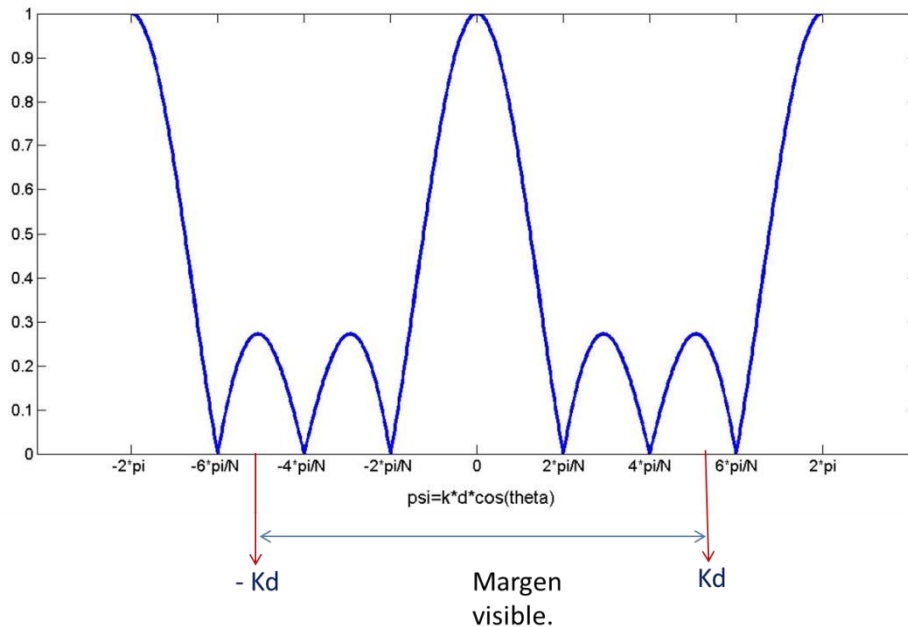


Figura 3-3: Función FA para $N=4$.

Sin embargo, la Figura 3-3 nos muestra que si $kd=2\pi$ el margen visible encuentra otros máximos aparte del principal en -2π y 2π . Hay que recordar que si hablamos de una

antena omnidireccional, el diagrama de radiación para el plano $\phi = \text{cte}$ tendrá el patrón indicado por el FA. Esto quiere decir que si $kd = 2\pi$, en el diagrama de radiación tendremos 3 lóbulos con un máximo: el principal, y otros dos conocidos como *grating lobes*. Para evitar este fenómeno debe cumplirse:

$$d < \lambda \quad (3-9)$$

Los *grating lobes* suelen ser indeseables en cualquier caso, ya que suponen un reparto de potencia difícilmente conveniente, sobre todo en el caso de un array, donde la agrupación de elementos está motivada por la búsqueda de una antena más directiva. La existencia de *grating lobes* implica una ganancia menor, puesto que el diagrama de radiación está normalizado respecto a la máxima densidad de potencia, luego si hay varias direcciones de máximo apuntamiento, necesariamente debe haber menos potencia en cada una que en el caso de tener solo un lóbulo principal.

Como se ha comentado, las antenas de parche favorecen mucho la construcción de arrays, luego encontrar el máximo aprovechamiento de esta estructura en este sentido no deja de ser parte motivacional de este trabajo. Para lograr explotar al máximo su uso y conseguir diagramas más estrechos, parece lógico que lo que debemos hacer es conseguir un elemento básico de mayor directividad, que lidie con el problema de los *grating lobes* consiguiendo que la multiplicación en la Ecuación (3-7) tienda a 0 en los ángulos correspondientes a estos lóbulos indeseados del FA.

Acoplo mutuo y su estudio en la antena de parche con los dos tipos de alimentación.

No sólo el diagrama de radiación importa a la hora de construir arrays. La agrupación de elementos no es ideal, cada uno requiere su propio puerto de alimentación y la interacción entre ellos puede influir en el funcionamiento. Además en las antenas de parche, el hecho de que pueda usarse el mismo dieléctrico para la construcción del array como ventaja implica que las ondas de superficie que viajan por el sustrato afecten a las antenas adyacentes por lo que la cuantificación de este problema es de gran interés. Por ello, vamos a detenernos a explicar y estudiar el efecto de un parámetro crucial para la construcción de arrays, conocido como acoplo mutuo.

Si queremos realizar un array de antenas de parche idénticas, lo fácil es utilizar un sustrato común para todas. Ahora bien, dependiendo de la cercanía de estas antenas, la potencia entregada a una puede tener su efecto en el puerto de elementos adyacentes, provocado especialmente por las ondas de superficie. De este modo, sobre dos elementos podemos realizar una medición de la potencia que recibe un puerto respecto a la alimentación desde otro distinto. Para esto, partiremos de un

array de sólo dos antenas, y evaluaremos el parámetro $S_{2,1}$ o $S_{1,2}$, que deben ser iguales.

En este trabajo vamos a imponer un límite de aceptación del acoplo mutuo que debe estar por debajo de -20dB, un valor óptimo [3] para la consecución posterior de la reducción de *grating lobes* sin pérdidas de ganancia a través de elementos más directivos que se estudiarán más adelante. Con este valor como referencia, se estudiará el acoplo mutuo en todos los casos.

Aprovechando este apartado, vamos a medir el acoplo mutuo en un array de $N=2$, para las dos configuraciones de antena de parche que hemos estudiado hasta ahora, evaluándola como una prestación extra a las ya realizadas. Las simulaciones se realizarán para dos tipos de colocación, una con las antenas situadas en el plano E y otra en el plano H. Ambas configuraciones se estudian para sustratos con dieléctricos de permitividad $\epsilon_r=2.2$, pero con $h=0.5\text{mm}$ para el caso de alimentación normal y $h=3.175\text{mm}$ para la alimentación por acoplo.

Plano H:

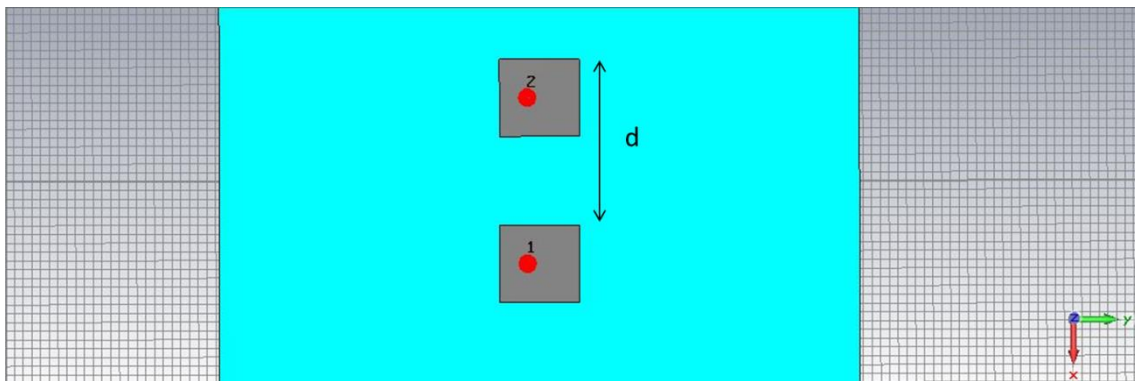


Figura 3-4: Antenas de parche colocadas en el plano H.

Plano E:

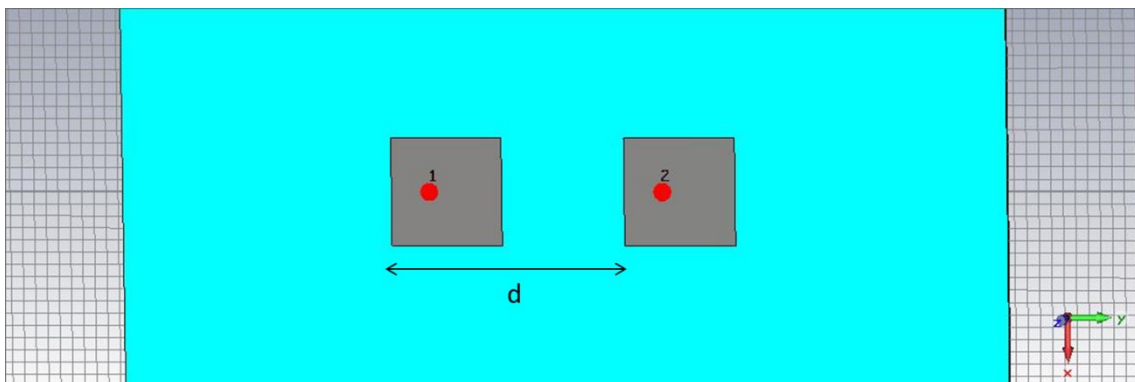


Figura 3-5: Antenas de parche en plano E

Antenas en plano H (a 10GHz):

- Alimentación normal: En la Figura 3-6 se observa que la separación de las antenas debe ser ligeramente inferior $d=0.4\lambda$ para satisfacer el límite impuesto.
- Alimentación con parche capacitivo: En la Figura 3-7 los resultados indican que la colocación es apta para una separación $d=0.4\lambda$ suponiendo un ancho de banda de operación estrecho. Para asegurarse es mejor suponer que $d=0.5\lambda$, donde la antena cumple el requisito a todas las frecuencias.

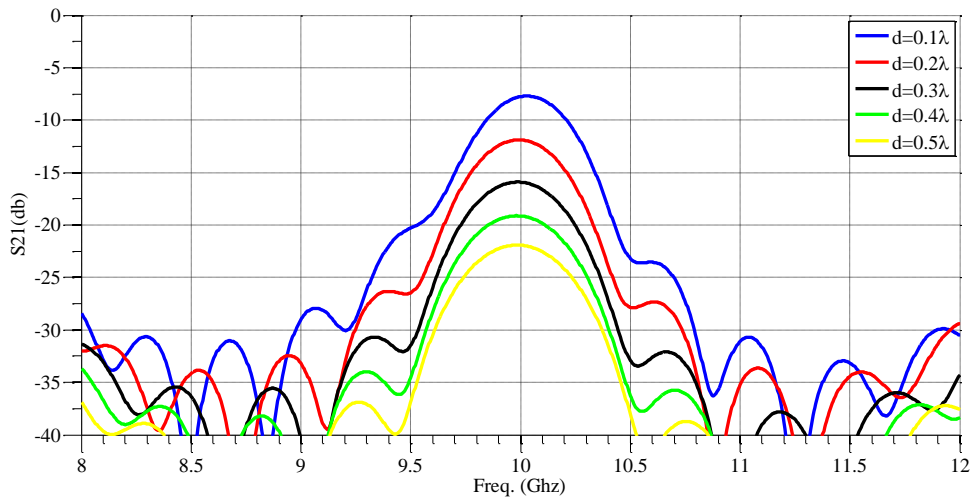


Figura 3-6: Acoplo mutuo. Alimentación normal, plano H.

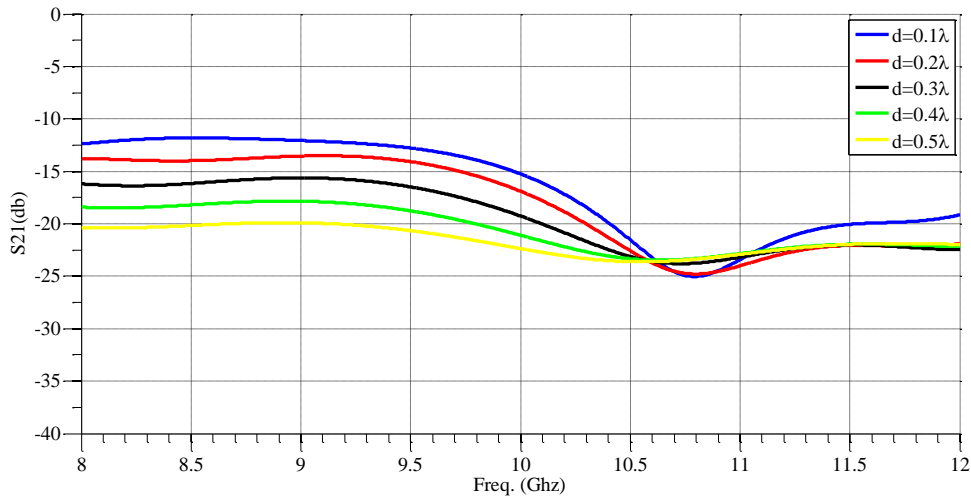


Figura 3-7: Acoplo mutuo. Alimentación parche capacitivo, plano H.

Antenas en plano E (a 10GHz):

- Alimentación normal: En la Figura 3-8 se observa que la separación de las antenas admite valores de casi $d=0.25\lambda$.
- Alimentación con parche capacitivo: En la Figura 3-9 los resultados indican que la colocación es apta para una separación superior a $d=0.35\lambda$.

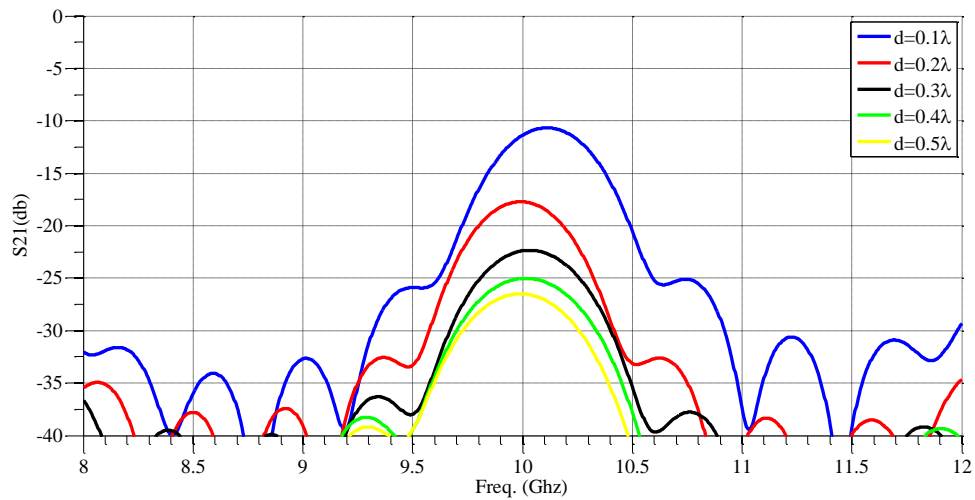


Figura 3-8: Acoplo mutuo. Alimentación normal. Plano E.

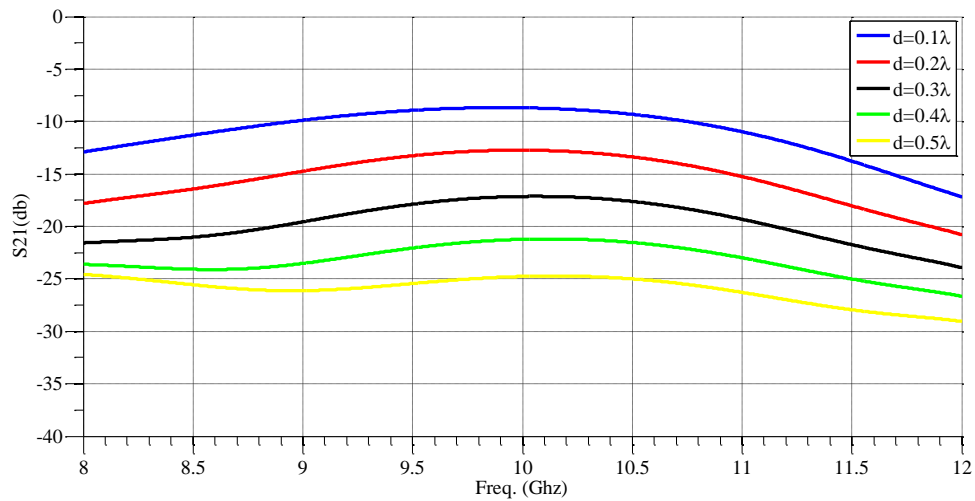


Figura 3-9: Acoplo mutuo. Alimentación por parche capacitivo. Plano E.

Es interesante ver que el caso de la alimentación por parche capacitivo arroja valores de menor acoplo mutuo en distancias pequeñas que el caso tradicional. Por lo demás, para conseguir acoplos mutuos óptimos para el funcionamiento necesitamos más distancia con el parche capacitivo.

Capítulo 4. La antena Fabry-Perot.

En la búsqueda de un elemento más directivo que ayude a mitigar el efecto de los grating lobes, acudimos a un tipo de antena que favorezca la sencillez de fabricación y el bajo coste, y que además permita aprovechar la antena de parche en su funcionamiento: la antena Fabry-Perot.

Introducción a la antena Fabry-Perot.

El nombre que se le atribuye a este tipo de antena, tiene su explicación en la similitud que existe entre la disposición de los elementos y los de un interferómetro Fabry-Perot, utilizado en óptica. Dicho interferómetro se basa en dos espejos paralelos separados una pequeña distancia, que permite el almacenamiento, y la reflexión y transmisión progresiva de luz. Un modelo típico es el de la Figura 4-1, donde se parte de un rayo inicial en A_0 que incide en la primera lente y es reflejado y transmitido en la segunda, y así sucesivamente con los rayos derivados de cada reflexión dentro de la cavidad.

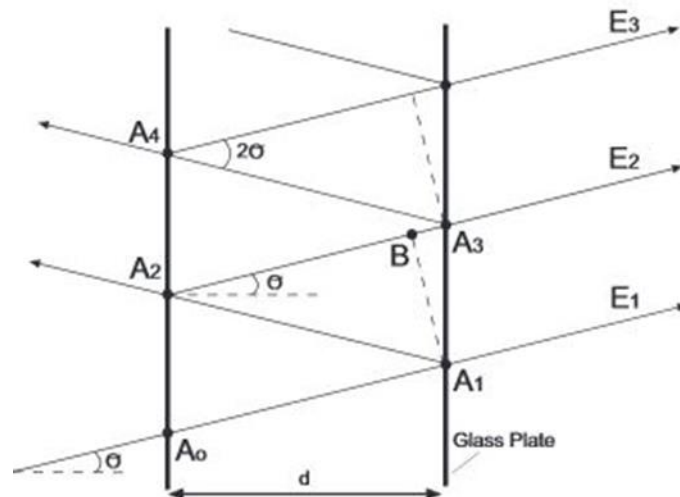


Figura 4-1: Esquema básico del interferómetro Fabry-Perot

Una antena Fabry-Perot tiene una estructura parecida al interferómetro homónimo. Está formada por un dieléctrico como sustrato limitado por un plano de tierra y por una superficie parcialmente reflexiva (PRS) como sustrato. La excitación se realiza desde dentro, incorporando algún tipo de antena como fuente. En la Figura 4-2, se muestra un ejemplo de esta disposición, en la que la excitación es con un dipolo eléctrico horizontal.

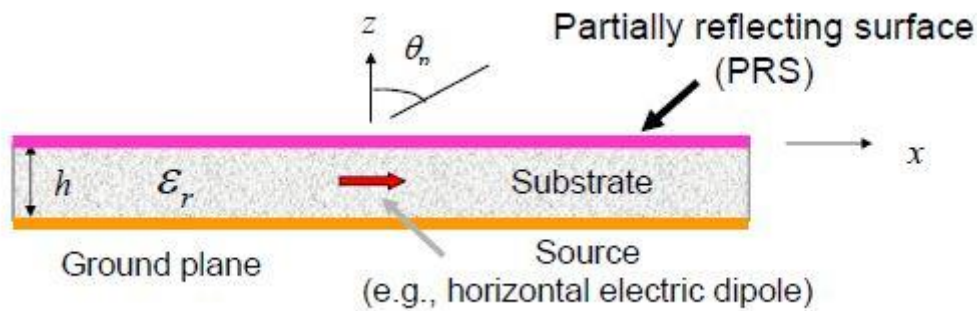


Figura 4-2: Estructura de una antena Fabry-Perot.

El resultado es una antena con un diagrama directivo. Esta directividad, unida a una fabricación similar en coste y estructura a la de una antena de parche es la que sitúa este elemento en nuestro interés, puesto que estas características la convierten en una forma muy sencilla de obtener gran ganancia en una dirección sin tener que recurrir a arrays que obliguen al despliegue de redes de alimentación.

Funcionamiento.

Modelo óptico.

El comportamiento de esta antena a menudo se explica desde el punto de vista óptico, aprovechando las similitudes con el dispositivo Fabry-Perot. Esta aproximación ayuda a predecir correctamente el diagrama de radiación de la antena.

Este modelo se basa en la consideración de la fuente en el interior de la cavidad Fabry-Perot como un emisor de rayos de luz que se propagan en todas direcciones obedeciendo la naturaleza de una antena omnidireccional. A partir de uno de estos rayos, podemos deducir un fenómeno de difracción y reflexión en la interfaz de separación entre el sustrato y el superestrato, de manera que los rayos transmitidos en el medio aire lo hacen con un menor ángulo respecto al eje \hat{z} , implicando mayor directividad. Ver Figura 4-3.

Pese a que modelar este tipo de antenas utilizando teoría de rayos simplifica y da una idea aproximada del funcionamiento de la antena Fabry-Perot, hay que valorar la falta de rigurosidad de algunas de sus suposiciones. Principalmente el hecho de que la fuente que excita la cavidad, no es un emisor de rayos de luz o de ondas planas, por lo que las ecuaciones de Fresnel para la difracción y reflexión no tienen una aplicación tan directa como se supone.

Modelo de Leaky-waves.

La rigurosidad que se exige para justificar la radiación de la antena se consigue a través de la existencia de las llamadas ondas de fuga, o leaky waves [5][2].

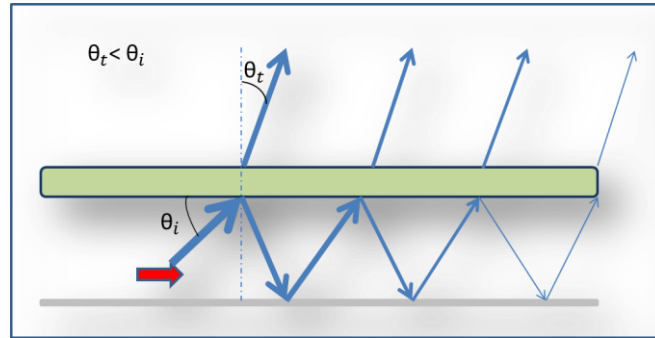


Figura 4-3: Diagrama del modelo de rayos de la antena Fabry-Perot. Trayectoria de un rayo.

Pese a que el análisis completo de este fenómeno es complejo, podemos decir que las leaky waves son ondas electromagnéticas guiadas que dejan escapar potencia conforme se propagan. Esta liberación de potencia se produce cuando la estructura que se encarga de almacenar y guiar el campo posee alguna vía de escape. La fuga se representa en forma de pérdidas, lo que quiere decir que en la dirección de propagación, el número de onda consta de dos partes:

$$\gamma = \beta - j\alpha \quad (4-1)$$

Donde β es la constante de propagación, y α es la magnitud referida a las pérdidas. Las pérdidas en este caso, van a responder al fenómeno de radiación.

En la antena que nos ocupa, esta fuga se provoca gracias al sustrato, o la superficie parcialmente reflexiva, que permite que parte de la energía de la onda electromagnética escape. Estamos hablando de una leaky-wave que se propaga radialmente desde la fuente y que ilumina la superficie del sustrato, generando la aparición de una apertura en el sustrato que podríamos considerar responsable de la radiación.

A pesar de que el modelo de leaky-waves explica totalmente el funcionamiento de este tipo de antenas, la simplificación del modelo óptico cumple con mayor sencillez la función de corroborar el estudio paramétrico así como explicar el diseño de la estructura.

Detalles de la estructura.

En la Figura 4-2 se mostraron los principales elementos que componen a la antena Fabry-Perot. Las dimensiones de cada parte juegan un papel importante en la operación de la antena.

- **Fuente:** Se utilizará una antena de parche para excitar la cavidad. La elección es óptima puesto que es una antena que se adapta muy bien a las exigencias

físicas impuestas por este tipo de estructura, haciendo que para convertir una antena de parche en una Fabry-Perot solo haga falta la inclusión de un superestrato. Es la más barata y más fácil de implementar, y es por ello que interesa el estudio previamente realizado sobre ellas.

- El espesor del dieléctrico (h): Típicamente $\lambda/2$ para apuntar en broadside (perpendicular al plano de tierra)[5]. Esta medida es compartida por el interferómetro utilizado en óptica con la justificación de que las ondas reflejadas en la cavidad, se retransmitan en fase con el resto permitiendo la interferencia constructiva, lo que permite la aproximación del modelo óptico para explicar la mejora de directividad.
- PRS o superestrato: Para la dirección de broadside (perpendicular al plano de tierra) el espesor del superestrato debe ser $\lambda_s/4$; siendo λ_s la longitud de onda en el superestrato.
- Substrato: En este caso y para permitir comodidad en la excitación, se utiliza aire.

Directividad.

La motivación principal de construir este tipo de estructura es la de conseguir diagramas directivos. Con respecto a una antena de parche, la comparación queda como en la Figura 4-4, pudiendo alcanzarse diferencias de más de 6-7dBs en la frecuencia de operación. Una mejora sustancial teniendo en cuenta que lo único que se necesita es la colocación de un superestrato, y que consigue resultados como mínimo similares a los de un array de antenas de parche pero prescindiendo de la red de alimentación.

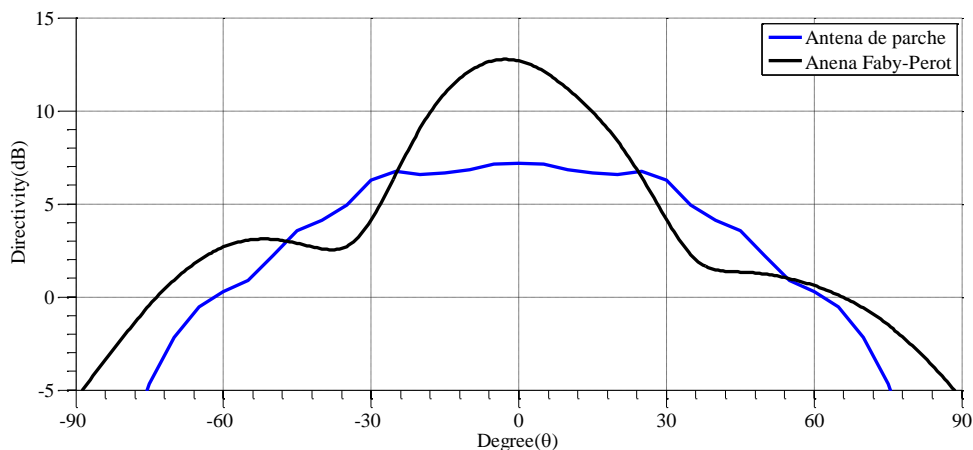


Figura 4-4: Comparación de directividad entre una antena de parche y una Fabry-Perot en el plano H.

De esta manera, este tipo de antena puede actuar como simplificador de arrays mucho más complejos utilizando su carácter directivo como herramienta para afrontar las mismas prestaciones y además aportando más ventajas, como veremos más adelante.

Construcción de arrays.

La ventaja de la directividad obtenida con este tipo de antenas tiene repercusión directa en la construcción de arrays. El problema de los *grating lobes* se ve mitigado por las fuertes atenuaciones que implican los diagramas estrechos en los ángulos distintos a los de apuntamiento (broadside en nuestro caso). Además veremos que podemos trabajar con valores de acoplo mutuo aceptables a distancias de interés.

Integración de la antena de parche.

Es preciso indicar que la presencia del superestrato modifica por completo el entorno de funcionamiento de la antena de parche, que en este caso actuará de alimentador. Esto quiere decir que las fórmulas indicadas en el Capítulo 2 dejan de definir las dimensiones del parche para la frecuencia de operación, especialmente la longitud. Sin embargo, las relaciones entre las dimensiones del parche y el comportamiento de la antena se mantienen por lo que es posible sintonizar la estructura empíricamente siguiendo los criterios ya expuestos (a más longitud, menor frecuencia de resonancia, a más anchura menor impedancia de entrada, etc.).

Por otro lado, los valores de sintonización del parche pueden llegar al punto óptimo con dimensiones distintas dependiendo de los factores externos al mismo. Un ejemplo se ve en la Figura 4-5 y Figura 4-6, donde vemos que para distintas permitividades del superestrato (ϵ_{rs}) se puede modificar la anchura y la longitud del parche para conseguir máxima adaptación.

Para un correcto estudio paramétrico, se partirá de la sintonización o adaptación de la antena con unas **dimensiones concretas del parche**, y a partir de ahí se variará el factor externo para evaluar su impacto en los distintos parámetros, pero sin modificar dichas dimensiones.

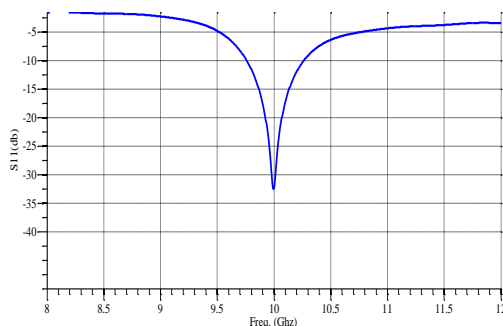


Figura 4-5: S_{11} para $\epsilon_{rs} = 4$ $L=7.7$ $W=$ y tamaño 10λ del superestrato

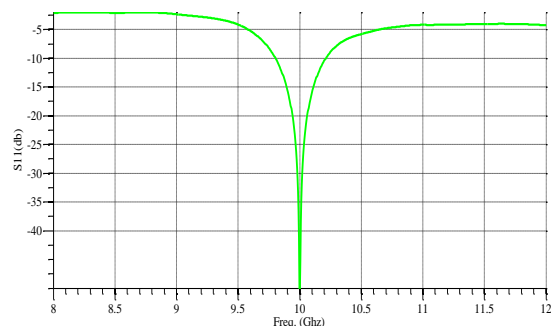


Figura 4-6: S_{11} para $\epsilon_{rs} = 8$ $L=7.1$ $W=12.3$ y tamaño 10λ del superestrato.

Ancho de banda.

El punto débil de esta estructura radica en el ancho de banda, característica que comparte con la antena de parche al ser ambas de naturaleza resonante. Sin embargo, la mejora introducida previamente en la alimentación del parche permite obtener mejores resultados en este sentido.

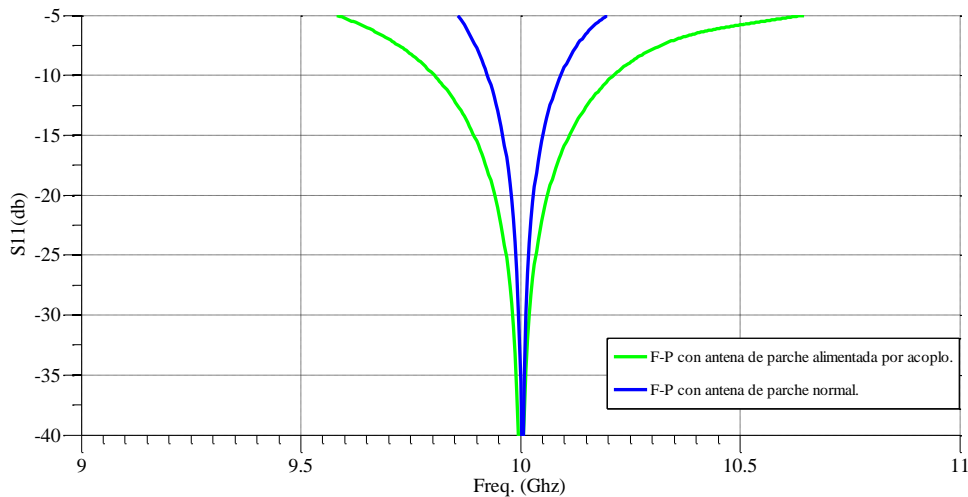


Figura 4-7: Comparación de anchos de banda entre el uso de un parche con alimentación normal o por acople para excitar una antena Fabry-Perot. $\epsilon_r = 8$ para el superestrato.

La Figura 4-7 muestra el efecto de la nueva técnica de alimentación en el comportamiento final de la antena Fabry-Perot. Si bien la mejora no es tan pronunciada como sucedía al trabajar simplemente con una antena de parche, debido a la naturaleza resonante que de por sí caracteriza a la estructura de la antena Fabry-Perot. En este caso **conseguimos el doble de ancho de banda usando un sustrato de 3.175mm para la antena de parche con respecto a uno de 0.5mm**, cuando antes esta misma estructura sin superestrato conseguía seis veces más.

A continuación vamos a realizar un estudio paramétrico de esta construcción alimentada por una antena de parche con mejor ancho de banda debido a la nueva técnica de alimentación introducida.

Estudio paramétrico.

Como hemos hecho anteriormente para otro tipo de antenas, vamos a evaluar el impacto que tienen los distintos parámetros sobre las prestaciones del elemento. En este caso, será importante observar el diagrama de radiación para ver qué condiciones aportan la mayor directividad. Para ello, usaremos un dieléctrico de $\epsilon_r = 2.2$ con un espesor $h = 3.175\text{mm}$, que se aprovechará de la nueva técnica de alimentación comentada, buscando operar a 10GHz, de modo que el espesor del superestrato ya viene definido, como hemos visto anteriormente, a $\lambda_s/4$.

Parámetros a evaluar:

- Permitividad del superestrato.
- Tamaño de la antena (tamaño del superestrato).
- Espesor del substrato (espesor del dieléctrico aire).
- Acoplo mutuo.

Permitividad del superestrato. (ϵ_{rs})

Podemos valernos del modelo óptico para explicar la variación en el comportamiento de la antena en relación a la permitividad del superestrato.

Un mayor valor de ϵ_{rs} en este material, supone un menor ángulo de transmisión θ_t en la Figura 4-3 lo que podemos identificar con una mejora de la directividad. La Figura 4-8 y Figura 4-9 son prueba de esto, obteniendo máxima densidad de potencia para un valor de $\epsilon_{rs}=10$. Se puede realizar una equivalencia con el modelo de leaky-waves considerando que si los valores de reflexión de la onda son muy grandes (como para el caso de altos valores de ϵ_{rs}) los rayos permanecerán confinados con buena energía en la cavidad durante más recorrido lo que puede identificarse como una capacidad mayor de la leaky-wave para propagarse en el interior e iluminar más superficie del superestrato, provocando así una apertura más grande y más directiva.

Por otro lado, en los diagramas de radiación en ambos planos, es notorio el hecho de que los lóbulos secundarios en el plano E muestran más nivel de lóbulos secundarios que en el plano H.

En cuanto al S11, observamos que la mejora en la directividad es inversamente proporcional a la del coeficiente de reflexión en el puerto de alimentación. Podemos pensar que para una permitividad cercana a 1 (aire) estaríamos hablando de una antena de parche normal, sin superestrato por encima; conforme el superestrato se hace más evidente, la desadaptación se incrementa. A pesar de esto, vemos que la frecuencia de resonancia se mantiene en valores de interés, ya que la cavidad formada por el parche sigue siendo determinante en este sentido. Ver Figura 4-10.

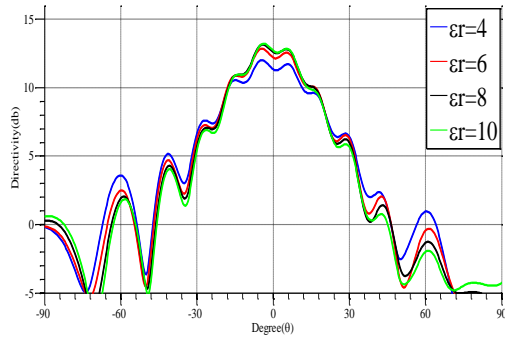


Figura 4-8: Diagrama de radiación FP, dependencia con ϵ_r del superestrato. Plano E.

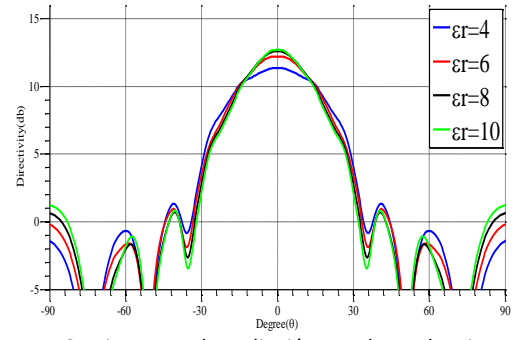


Figura 4-9: Diagrama de radiación FP, dependencia con ϵ_r del superestrato. Plano H.

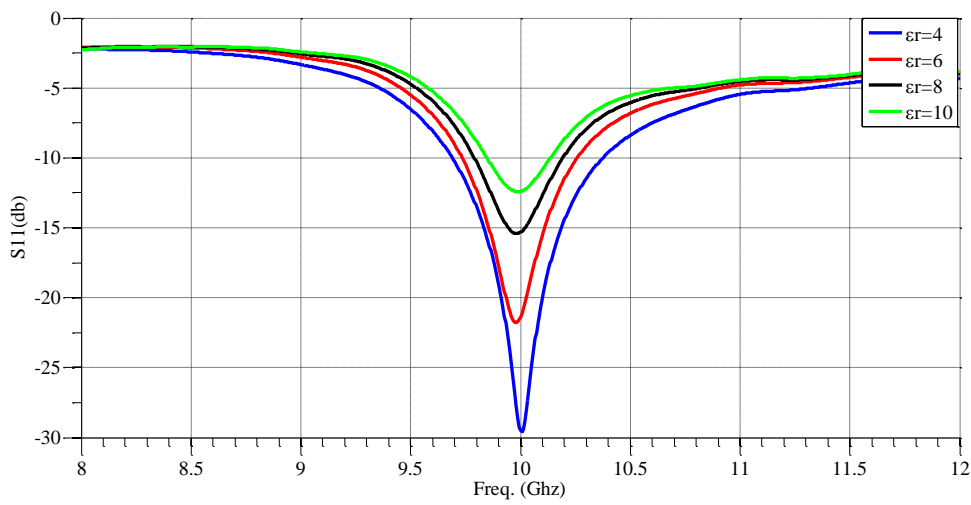


Figura 4-10: Dependencia del S11 con ϵ_r del superestrato.

Tamaño de la antena.

El tamaño de la antena es equivalente al tamaño del superestrato y el plano de tierra. Atendiendo a la Figura 4-3, podemos deducir que si la superficie reflexiva no es demasiado grande, puede haber pérdida de energía en los límites de la antena, identificando esta pérdida con rayos que escapan fuera de la cavidad y desadaptaciones fuertes por reflexión en los bordes. Si el tamaño se reduce de tal modo que la superficie no se ilumine al máximo de sus posibilidades, esto se traduce también en menos directividad.

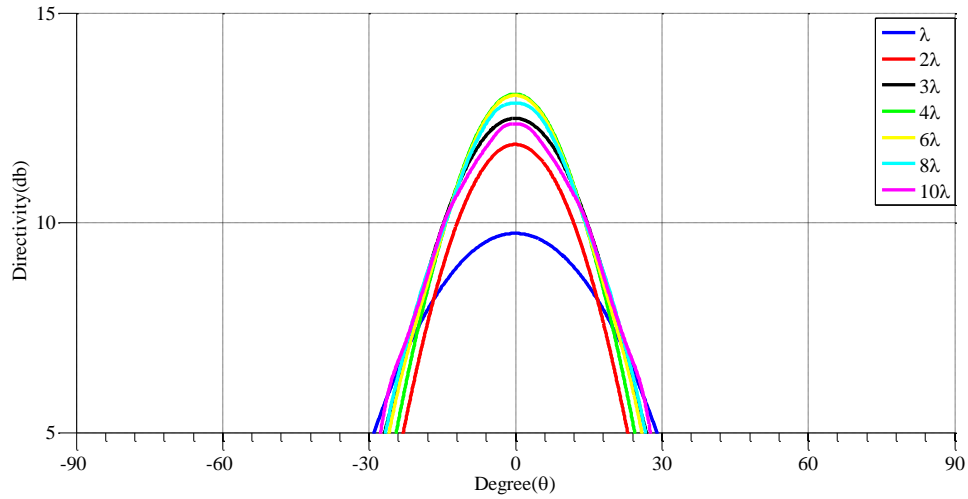


Figura 4-11: Diagrama de radiación en plano H para distintos tamaños de antena. $\epsilon_{rs}=8$.

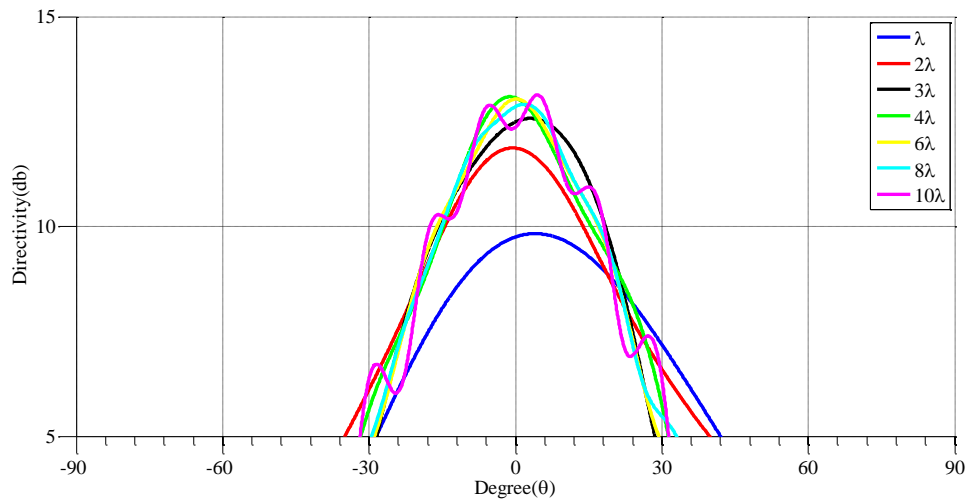


Figura 4-12: Diagrama de radiación en plano E para distintos tamaños de antena. $\epsilon_{rs}=8$.

La Figura 4-11 y la Figura 4-12 son el resultado de una simulación para distintos tamaños de una antena con $\epsilon_{rs}=8$. La relación entre directividad y tamaño es directamente proporcional, como suele ser siempre en antenas. Sin embargo, a partir de cierto tamaño no hay apenas diferencia notable (en broadside), ya que ya se ha alcanzado la máxima superficie iluminable con la potencia de la que disponemos.

Respecto al S11, el tamaño de la antena influye en este parámetro de forma ligeramente negativa debido a las reflexiones producidas en los bordes en el caso de considerar cavidades pequeñas (poca longitud del sustrato), sin embargo en la Figura 4-13 observamos que a partir de ciertas dimensiones el tamaño empieza a ser irrelevante en este sentido; en este caso, para $\epsilon_{rs}=8$, encontramos que a partir de distancias de 3λ el coeficiente de reflexión a la entrada se mueve por valores similares, en una equivalencia de lo que sucede con la directividad.

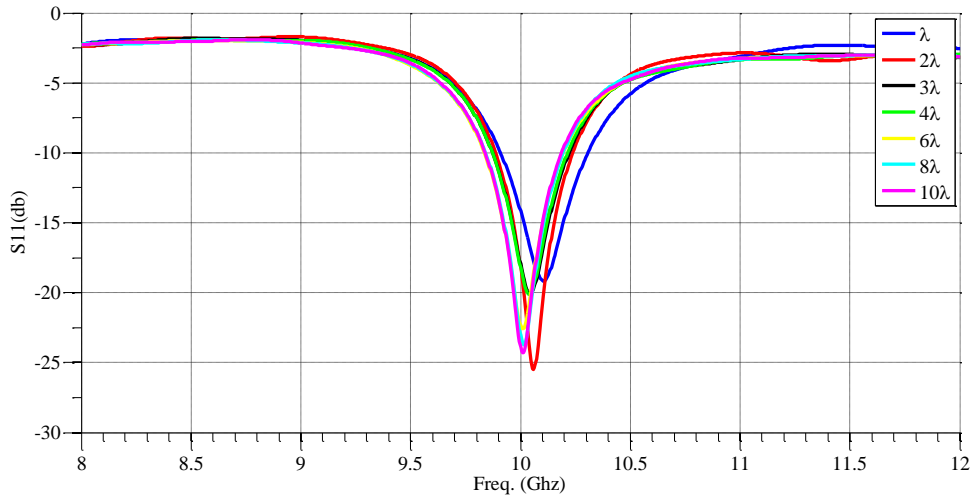


Figura 4-13: S_{11} según el tamaño de la antena. . $\epsilon_{rs}=8$.

Espesor del substrato aire.

Como se ha comentado previamente, el espesor del dieléctrico aire en la antena fabry-perot se sitúa en $\lambda/2$. Este tamaño es el que da la condición de resonancia para excitar correctamente la estructura para la dirección de apuntamiento que busquemos, aunque también puede relacionarse con el modelo óptico donde esta distancia permite que los rayos difractados lo hagan en fase.

Sin embargo en la construcción basada en la antena de parche hay que tener en cuenta cierta modificación para este parámetro. Si observamos la Figura 4-2 la distancia h entre el plano de tierra y el superestrato no tiene en cuenta la existencia del substrato de la antena de parche. Dicho substrato varía la longitud eléctrica del espesor obligando a su modificación.

En la Figura 4-14, observamos cómo cambia la dirección de apuntamiento partiendo desde un espesor $h=\lambda/2$ y disminuyendo progresivamente por un factor que depende del espesor del substrato de la antena de parche. Este procedimiento nos aporta empíricamente el espesor óptimo para el dieléctrico aire que encontramos para un $h=\lambda/2-0.3h_p$, donde obtenemos máxima directividad en broadside. Como se observa, la variación en el espesor de la antena puede resultar en diagramas de radiación cónicos.

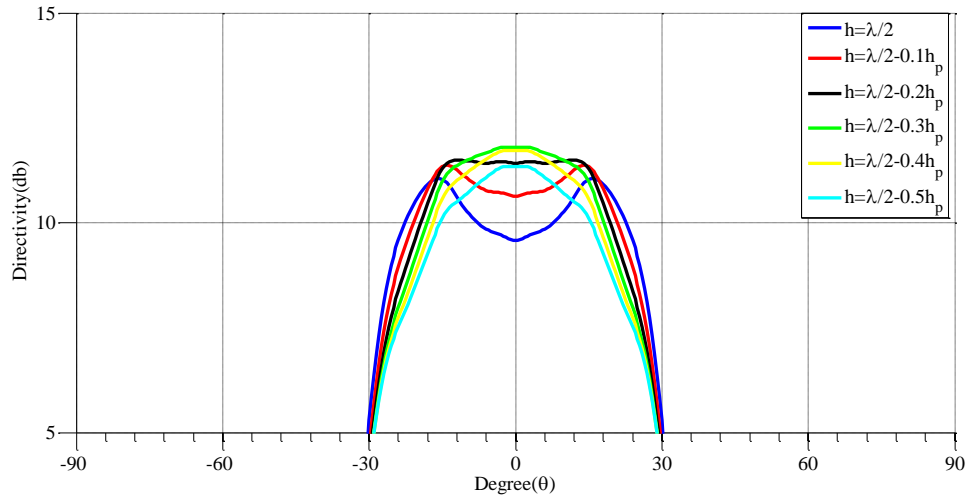


Figura 4-14: Dirección de apuntamiento en plano H según espesor del dieléctrico aire. Para $\epsilon_{rs} = 4$ y tamaño 10λ .

Acoplo mutuo.

El análisis general de esta antena no es útil si no medimos que prestaciones presenta para la construcción de arrays. Para esto medimos el S21, o el acoplo mutuo, en los planos E y H, igual que hicimos para el caso de la antena de parche. Los resultados se muestran en la Figura 4-15 y la Figura 4-16.

En ambos planos se observa que la separación entre elementos debe ser mayor que λ , para cumplir con el límite impuesto a -20dB a 10GHz. Es importante recordar, por la teoría de arrays vista en el Capítulo 3, que a partir de separaciones de λ entre los elementos del array, tiene lugar el fenómeno de *grating lobes*.

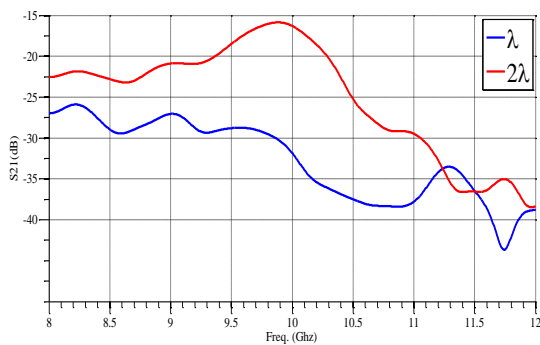


Figura 4-15: Acoplo mutuo plano E.

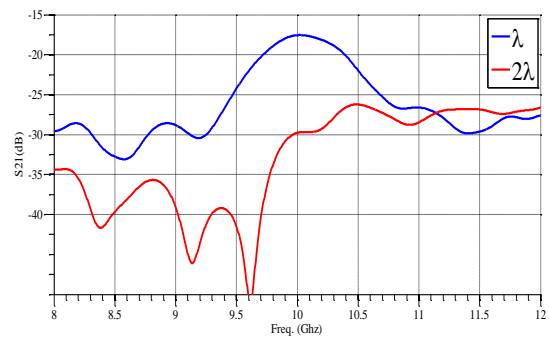


Figura 4-16: Acoplo mutuo plano H.

También debemos evaluar el margen de acoplo mutuo que tenemos dependiendo del tipo de sustrato que utilizemos, lo que se muestra en la Figura 4-17 y en la Figura 4-18 para una misma distancia (1.5λ en el plano H y 2λ en el plano E). En ella vemos (siempre colocándonos en un rango cercano a los 10GHz) como un aumento en la permitividad del sustrato implica mayores valores de acoplo. Algo que podemos

explicar de nuevo valiéndonos del modelo óptico, ya que mayor permitividad implica una superficie mucho más reflexiva donde los rayos confinados en la cavidad transportan más energía sobre un mismo volumen que con valores menores, por lo que la influencia entre puertos es mayor (ver Figura 4-2).

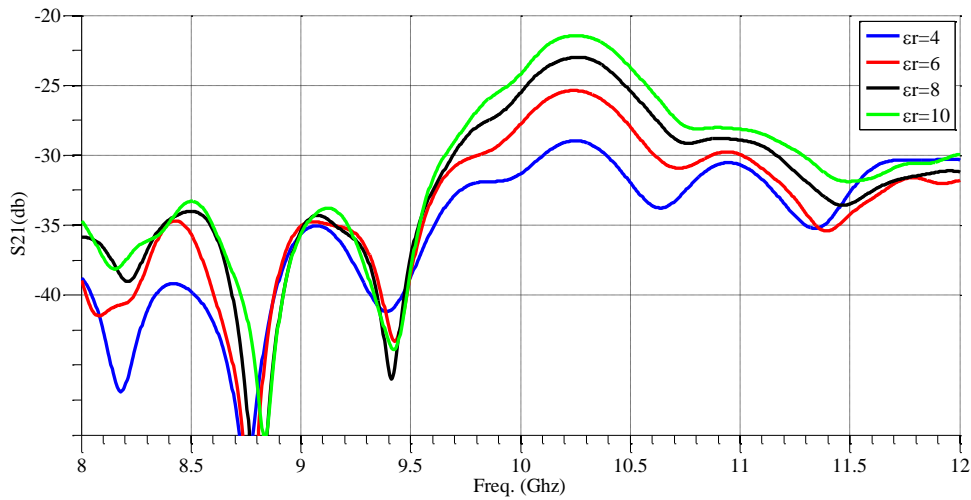


Figura 4-17: Acoplo mutuo con antenas colocadas en plano H una distancia 1.5λ . Dependencia con ϵ_r del superestrato.

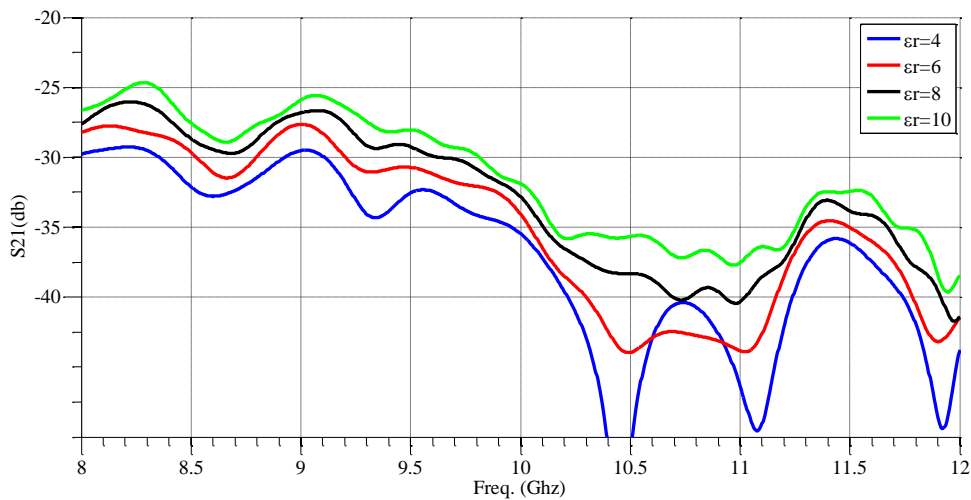


Figura 4-18: Acoplo mutuo con antenas colocadas en plano E una distancia 2λ . Dependencia con ϵ_r del superestrato.

FSS como superestrato de la antena Fabry-Perot.

Las superficies de frecuencia selectiva, o FSS, son típicamente estructuras periódicas planas de elementos metálicos que, como indica su nombre, actúan de filtros. Es posible realizar una equivalencia entre el superestrato y una FSS a partir de la consideración de la antena Fabry-Perot como una línea de transmisión [4], ver Figura 4-19.

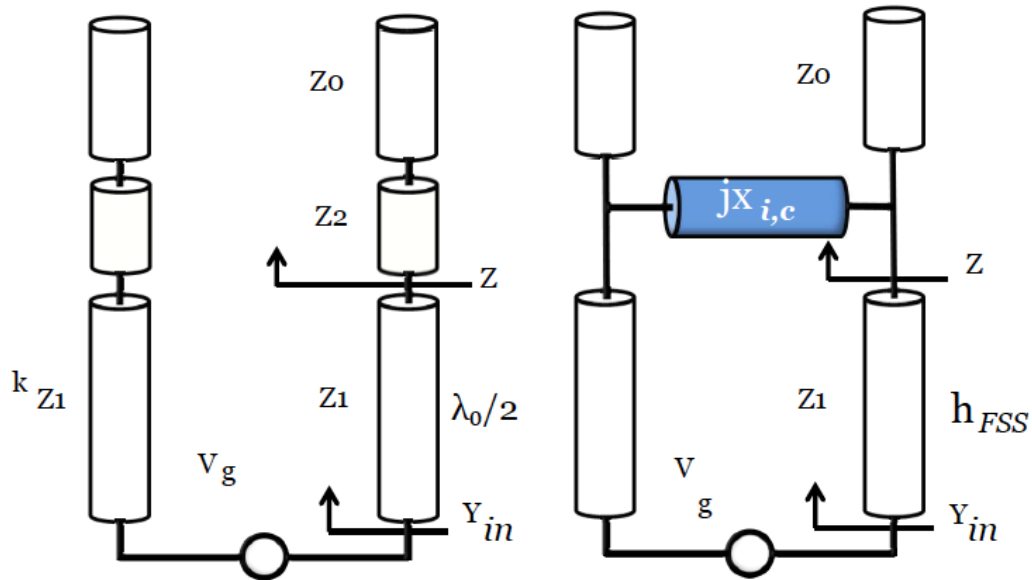


Figura 4-19: Línea de transmisión equivalente para el uso de un superestrato y de una FSS equivalente con impedancia $jX_{i,c}$

En este esquema podemos identificar la FSS como una reactancia que junto a la nueva altura de colocación, h_{FSS} , serán las variables a calcular para construir correctamente la antena. Existen dos soluciones válidas para el cálculo de la reactancia, una capacitiva y otra inductiva.

En nuestro caso, vamos a utilizar una FSS de tiras metálicas como el de la Figura 4-20. Los parámetros w y h_{FSS} dependen de la reactancia que utilicemos como solución, y esta a su vez depende de las permitividades de la configuración con superestrato, así como de la frecuencia de operación (10GHz). El valor de p se corresponde con la periodicidad de las tiras y no puede ser mayor de $\lambda/4$.

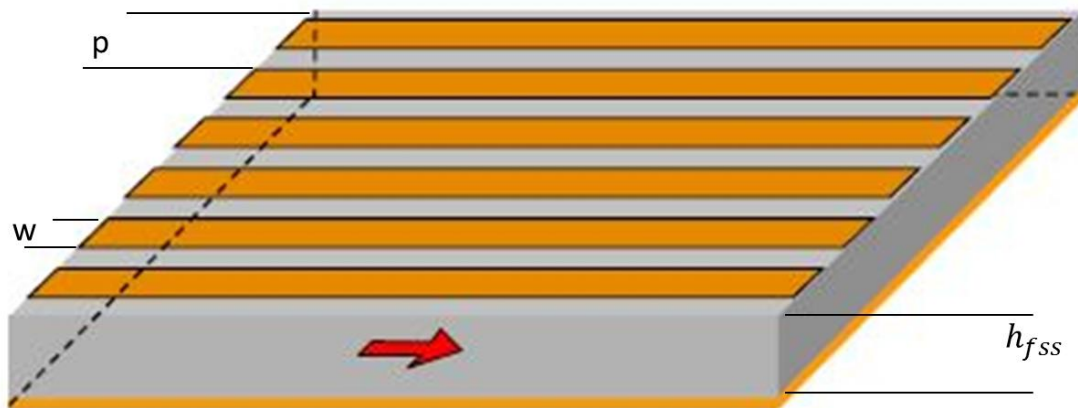


Figura 4-20: FSS de tiras metálicas y sus parámetros.

Diagrama de radiación obtenido con ambas soluciones.

De este modo, para una frecuencia de 10GHz, una periodicidad $p=\lambda/4=7.5\text{mm}$ y una utilización de un superestrato con $\epsilon_r=8$, tenemos dos soluciones:

Caso inductivo:

- $X_i = 134.175$
- $h_{fss} = 12.383\text{mm}$
- $w = 1.15\text{mm}$

Caso capacitivo:

- $X_c = -153.184$
- $h_{fss} = 14.781\text{mm}$
- $w = 7.1\text{mm}$

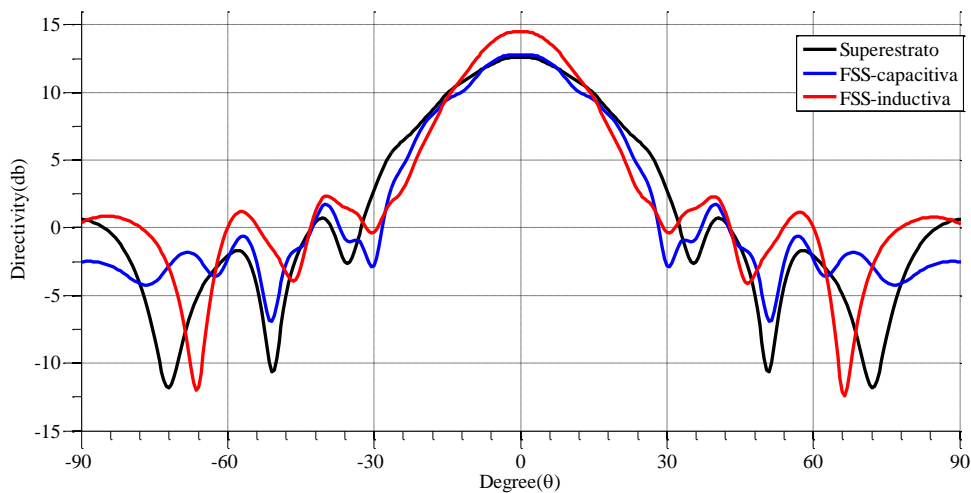


Figura 4-21: Directividad normalizada para las distintas configuraciones de antena Fabry-Perot.Plano H.

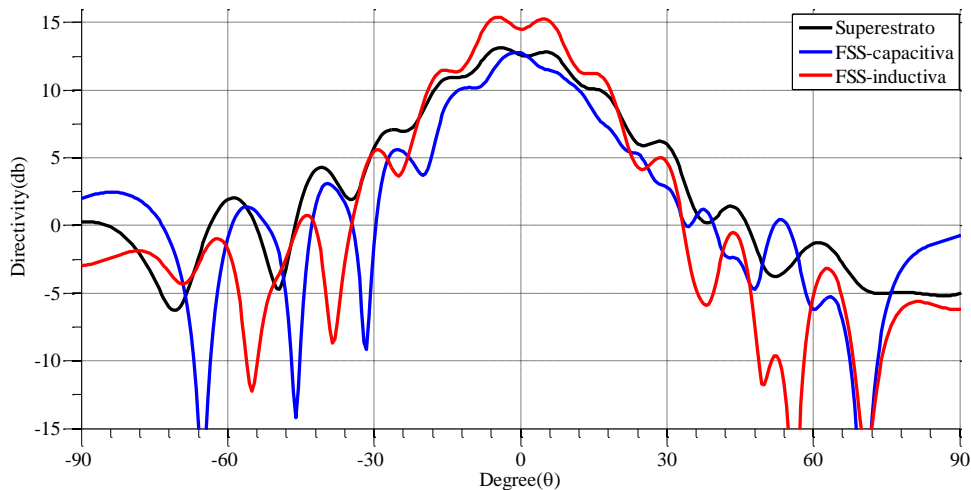


Figura 4-22: Directividad normalizada para las distintas configuraciones de antena Fabry-Perot. Plano E.

En la Figura 4-21 y en la Figura 4-22, se contempla una comparación de los distintos diagramas de radiación obtenidos para cada configuración. En los resultados arrojados se observa que la solución capacitiva y la estándar son similares en términos de directividad, pero la inductiva supone una mejora de aproximadamente 3dB. Además, la solución inductiva presenta una reducción de los lóbulos secundarios, especialmente en el plano E, imponiendo valores por debajo de los 0dB's.

La mejora de directividad y la reducción de lóbulos secundarios favorecen la consecución de los objetivos de este trabajo consiguiendo mayores ganancias e implicando una atenuación de los *grating lobes* introducidos en la construcción de arrays. Por todo esto, es interesante considerar la construcción de la antena con una FSS de solución inductiva.

Acoplo mutuo.

Partiendo de la solución inductiva, vamos a terminar evaluando el acoplo mutuo como parámetro fundamental para la construcción de arrays.

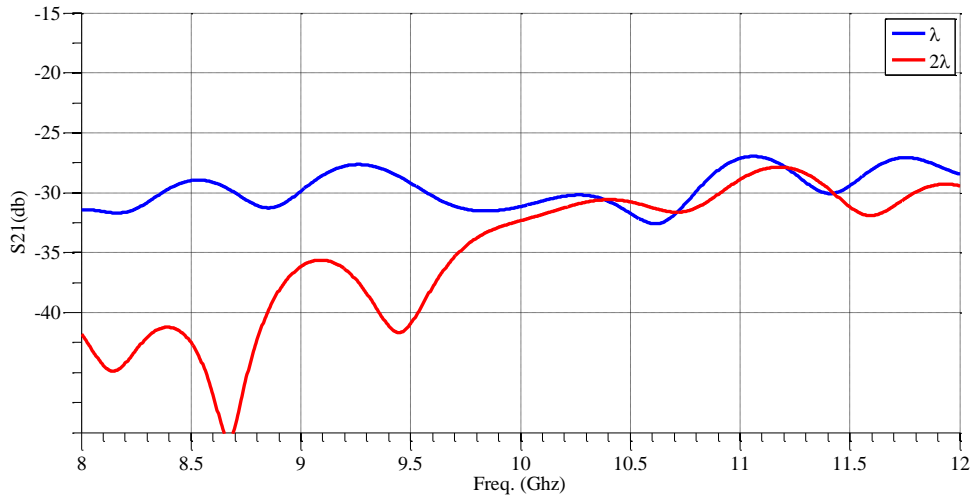


Figura 4-23: Acoplo mutuo entre dos antenas FP colocadas en el plano H.

En la Figura 4-23 y en la Figura 4-24, se muestran los resultados obtenidos para este valor de acoplo para el plano H y el plano E respectivamente. Realizando una comparación con respecto a los valores obtenidos cuando el superestrato lo constituye un dieléctrico, observamos que en la estructura equivalente de la FSS obtenemos casi 10dB menos para la misma distancia de colocación, en ambos planos. Además es destacable que para la configuración con dieléctrico la separación mínima respondía a valores superiores a λ (Con los -20dB como referencia) mientras que este caso muestra evidentemente más flexibilidad en este sentido.

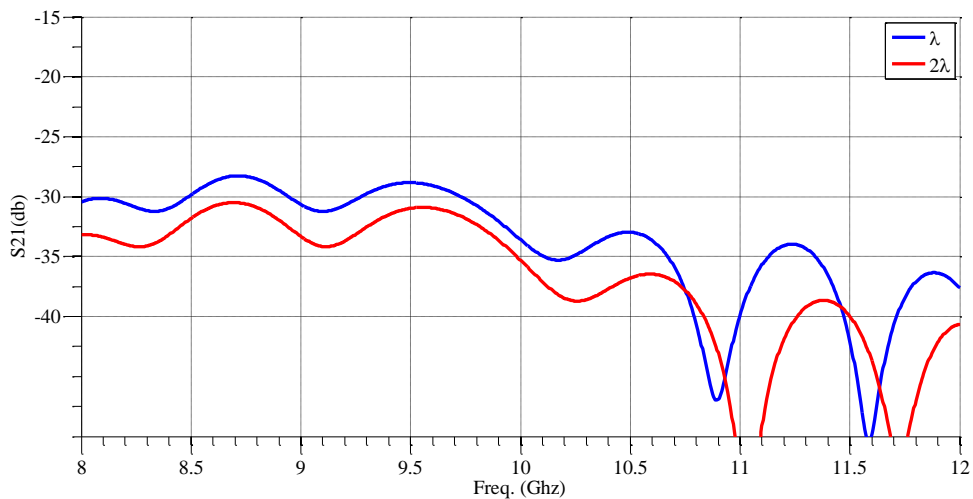


Figura 4-24: Acoplo mutuo entre dos antenas FP colocadas en el plano E.

Capítulo 5. Diseño de un prototipo real.

Diseñar un prototipo real no difiere demasiado de lo ya visto teóricamente, los criterios en la construcción son exactamente los mismos de los ya expuestos. Sin embargo, las limitaciones de material disponible obligan a cambiar la frecuencia de operación y por lo tanto imponen unas medidas distintas de construcción. Sin embargo, se observará que el comportamiento sigue las pautas marcadas.

En nuestro caso, la limitación viene impuesta por el superestrato. Disponemos de un dieléctrico de $\epsilon_r = 10$, con dimensiones 210x210 y espesor $h = 1.574mm$. Con estos materiales, y recordando los conceptos detallados en el Capítulo 4, podemos construir el resto de la estructura, que no es más que la elaboración de una antena de parche.

La frecuencia de operación viene determinada por el espesor del superestrato que como hemos visto debe ser $\lambda_s/4$ para apuntar en broadside. Esto implica que vamos a operar a 15GHz, por lo que el diseño de nuestra antena tiene que resonar a esa frecuencia en conjunción con el superestrato.

Para la construcción de la antena de parche debemos recordar que su integración dentro de una Fabry-Perot no es ideal, puesto que el entorno ajeno a ella no está rodeado por aire, si no que a poca distancia ($\lambda/2$) se le coloca un superestrato de gran superficie en comparación con ella. Luego las fórmulas revisadas en el Capítulo 2 para obtener sus dimensiones no son de ayuda.

Sin embargo, sí son útiles las relaciones que se dan entre las dimensiones y los parámetros. De esta manera podemos realizar el diseño y su ajuste de forma empírica conociendo el efecto que tendrá cada dimensión en el comportamiento de la antena.

Para el parche, utilizaremos un substrato con espesor $h=1.5mm$ y $\epsilon_r= 3.38$ y de esta manera configuraremos un diseño, que implementa la técnica del parche auxiliar alimentador, con las siguientes dimensiones en busca de una buena adaptación. (Ver Figura 2-6 y Figura 2-15):

- **L=3.5mm**: Su modificación sintoniza la frecuencia de resonancia.
- **W=7mm**: Su modificación tiene efecto en la impedancia de entrada.
- **d=0.2mm**: Su modificación tiene efecto en la inductancia a la frecuencia de resonancia.
- **h_superestrato=9.25mm**: Su modificación tiene efecto en la dirección de apuntamiento.
- **s=1.5mm**: Su modificación tiene efecto en la impedancia de entrada y en el BW.
- **t=1.5mm**: Su modificación tiene efecto en la impedancia de entrada y en el BW.

Con esas dimensiones, a través del CST podemos ser testigos de los parámetros que son esperables con este diseño y que esperamos corroborar con las medidas reales. En la Figura 5-1 vemos el S11 sintonizado para 15Ghz a partir de las dimensiones elegidas. La directividad en los planos principales queda reflejada en la Figura 5-2.

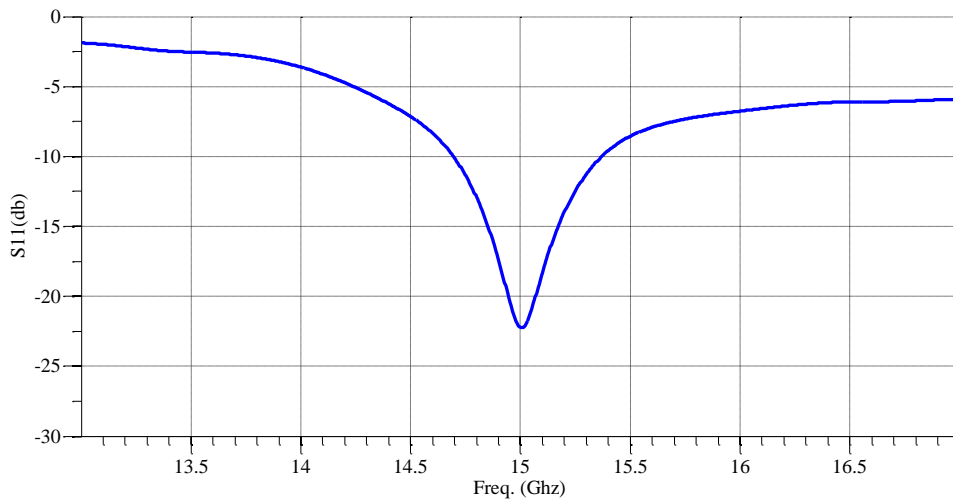


Figura 5-1: S11 esperable con la antena Fabry-Perot construida para operar a 15Ghz.

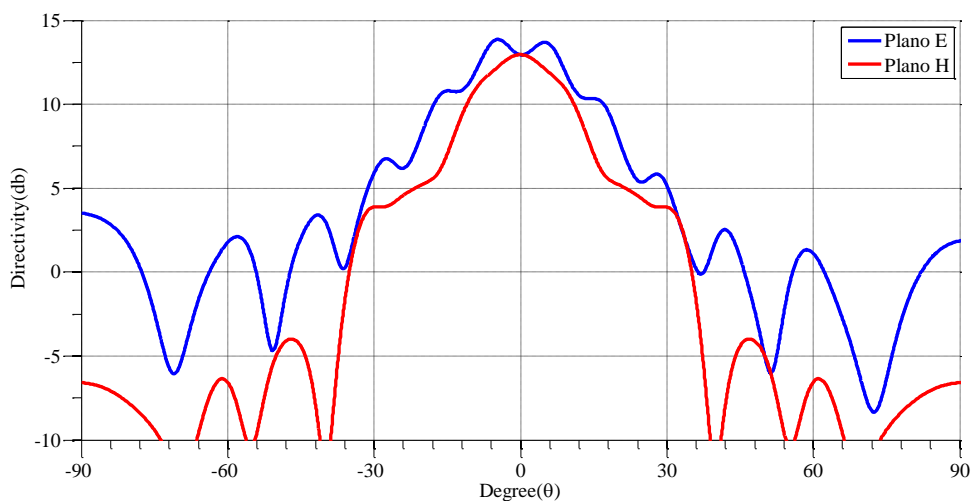


Figura 5-2: Directividad en plano E y H para la antena Fabry-Perot construida para 15Ghz..

Ahora es preciso evaluar el acoplo mutuo en los dos planos, para caracterizar el comportamiento de la antena en arrays. En este caso, los resultados muestran que la colocación de las antenas en el plano E implica mucho más acoplo que la que se obtiene en el plano H para una distancia de 2λ . Ver Figura 5-3 y Figura 5-4.

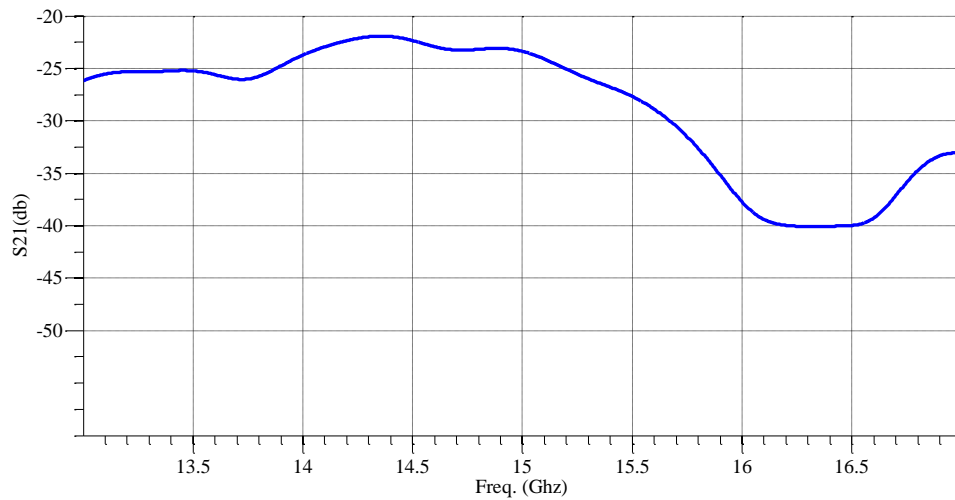


Figura 5-3: S_{21} entre dos antenas Fabry-Perot diseñadas para operar a 15Ghz. Antenas en plano E. Distancia λ .

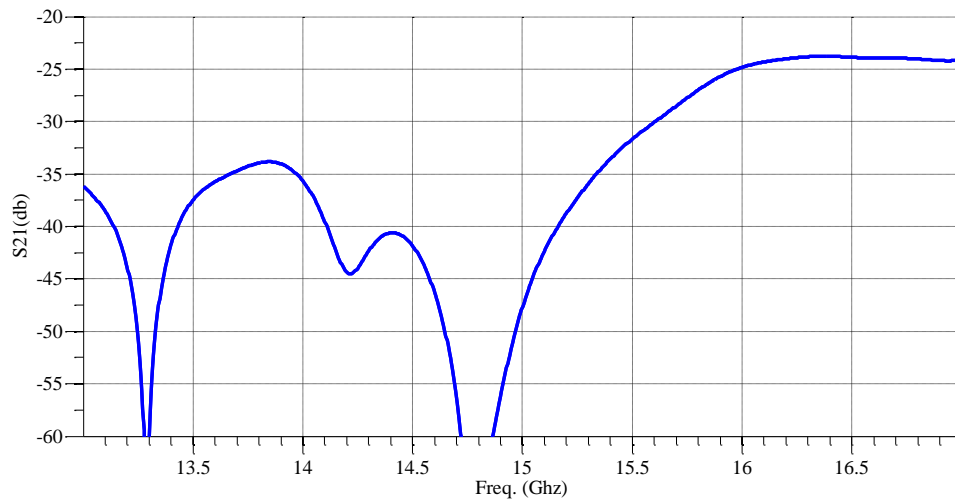


Figura 5-4 S_{21} entre dos antenas Fabry-Perot diseñadas para operar a 15Ghz. Antenas en plano H. Distancia 2λ .

Una vez estudiada la antena y su interacción con otras del mismo tipo en los distintos planos, podemos pasar a realizar el diseño de un array bidimensional de 9 elementos separados una distancia 2λ en cada plano, donde hemos visto que el acoplo se mueve en valores aceptables. Ver Figura 5-5.

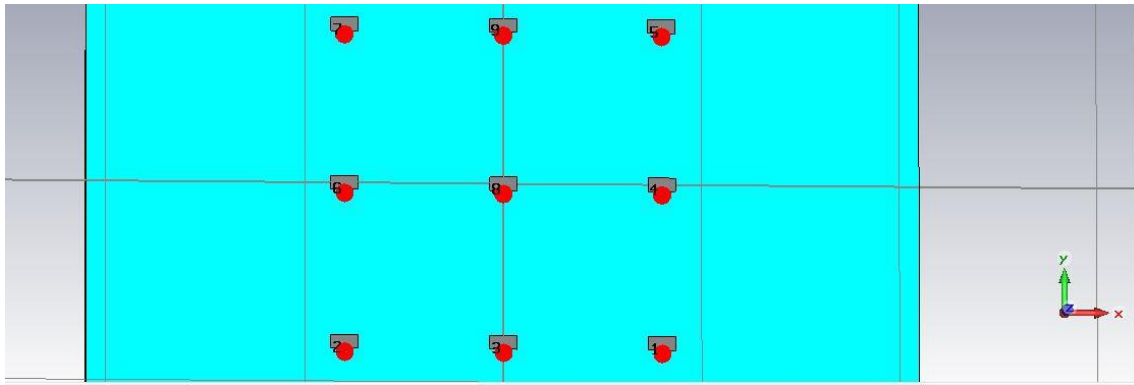


Figura 5-5: Array bidimensional de 9 antenas Fabry-Perot. Separación de 2λ entre cada elemento en planos E y H.

Así, podemos caracterizar el comportamiento del parche embebido (el parche integrado dentro de un array), realizando medidas sobre el parche central. Lo principal será medir el parámetro S_{11} . En la Figura 5-6 observamos que el valor de este parámetro varía ligeramente debido al acoplo mutuo producido entre los distintos parches.

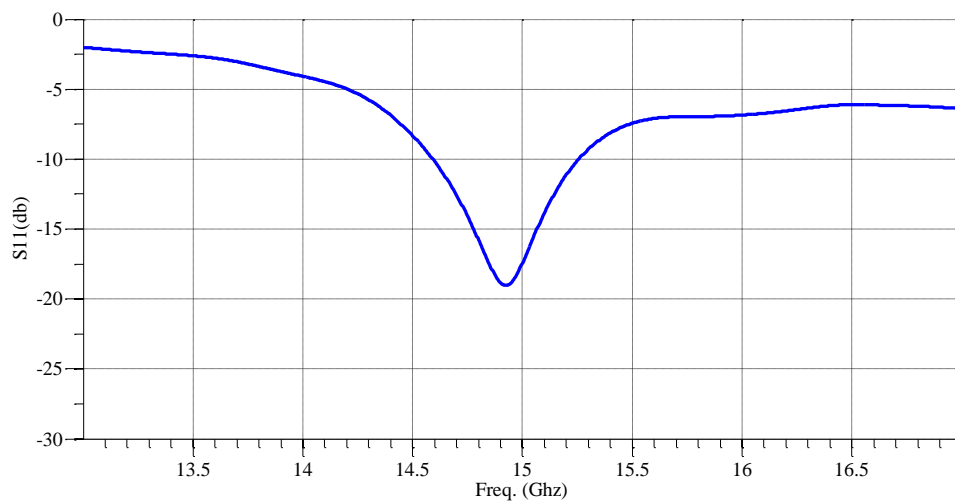


Figura 5-6: S_{11} del parche embebido.

En cuanto al diagrama de radiación, está entre los 11 y los 13 dBs para distintos planos tal y como se observa en la Figura 5-7. Se observa una evidente variación entre este diagrama y el que se obtiene para el parche embebido, con una diferencia de directividad de unos 2-3dBs menos en este último caso.

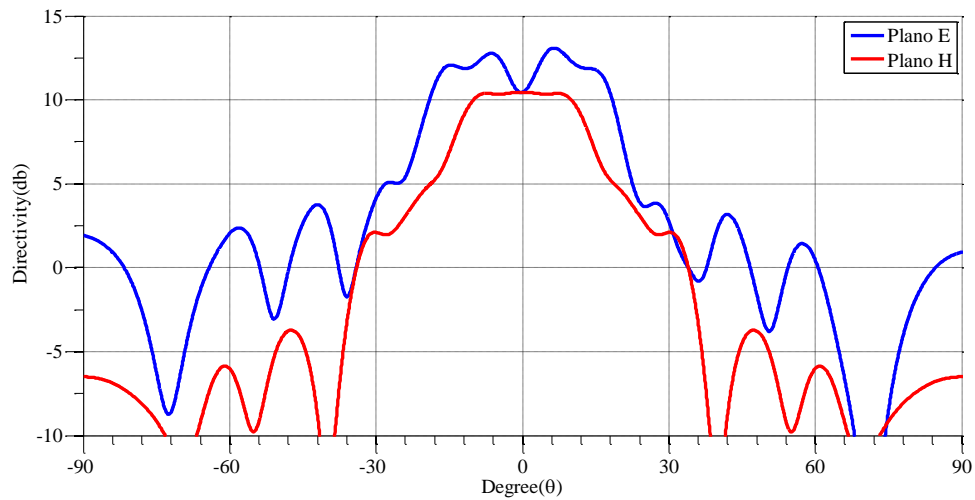


Figura 5-7: Diagrama de radiación en plano E y H de la antena embebida.

Por dificultades ajenas al desarrollo de esta memoria, la construcción del prototipo no llega a tiempo para poder realizar medidas reales de los parámetros S11 sobre la estructura y poder corroborar sus prestaciones. Sin embargo, **está previsto obtenerlos para su presentación junto al prototipo físico el día de la defensa.**

Capítulo 6. Presupuesto.

El proceso realizado durante todo este proceso, desde la idea inicial a la construcción del prototipo final ha supuesto un costo económico que vamos a desglosar a continuación. Los recursos principales utilizados para la consecución del trabajo son el tiempo empleado por autor y tutor y los materiales que constituyen el diseño real.

- Horas invertidas

TAREA	HORAS
Planificación y documentación en general de todos los temas.	90
Aprendizaje del software (CST MWS)	30
Adaptación de scripts en Matlab para representación óptima de resultados.	15
Estudio paramétrico antena de parche	30
Estudio paramétrico alimentación por parche capacitivo	45
Estudio paramétrico antena Fabry-Perot.	80
Estudio paramétrico Fabry-Perot con FSS.	80
Diseño del prototipo final y estudio.	90
Realización de memoria.	210
Total	570

Tabla 6-1: Horas invertidas en la realización del trabajo.

- Estimación del costo de los materiales utilizados.

Material	PRECIO (EUROS)
Prototipo construido	500

Tabla 6-2: Materiales utilizados.

Con base a esta estimación de los recursos utilizados e imponiendo una tarifa de becario para el autor de 5.5€/hora y de la tutora en 60€/hora el costo total se desglosa en la Tabla 6-3.

Horas del autor como becario	570x5.5€/hora=3135€
Horas de la tutora	35x60€/hora=2100€
Materiales	500€
Coste total	5735€

Tabla 6-3: Desglose del presupuesto final del trabajo.

Capítulo 7. Conclusiones

A lo largo de este trabajo hemos evaluado las posibilidades de una antena Fabry-Perot, construida a partir de una antena de parche, como elemento capaz de simplificar la consecución del objetivo de obtener diagramas de radiación directivos y a su vez con buen ancho de banda sin tener que recurrir a la construcción de arrays y por tanto del despliegue de complicadas redes de alimentación.

Después, aprovechando la estructura también hemos revisado como es su comportamiento en la integración de arrays como método más simple para mejorar aún más la directividad, con mediciones sobre el acoplo mutuo y consideraciones como la reducción de *grating lobes* que implica trabajar con elementos de diagramas más estrechos.

Además, se ha introducido una mejora de la propia estructura que aporta beneficios en el material de construcción, con el uso de FSS metálicas y sin apenas grosor frente al uso de dieléctricos más vulnerables y que demandan más espacio. Se estudia también su utilización en arrays con las mediciones del acoplo mutuo, resultando ventajoso su uso respecto a la configuración normal también en este sentido.

Por último se presenta el diseño real de un array de antenas Fabry-perot, a partir de los materiales disponibles en el laboratorio, indicando los valores esperados por simulación de todos los parámetros y con expectación acerca de unas mediciones reales que serán presentadas en la defensa del presente trabajo.

A partir de aquí, el trabajo motiva la consecución de nuevos objetivos o líneas futuras que no alcanza a satisfacer en este documento:

- Sería interesante realizar un estudio más detallado sobre la atenuación de los *grating lobes* en función de la distancia entre elementos y establecer un compromiso entre la pérdida de eficiencia que supone su existencia y el acoplo mutuo aceptado.
- Por otro lado, se podría ampliar el estudio respecto a la integración de arrays considerando su configuración desfasadora, que permite realizar barridos electrónicos, y analizar de nuevo los niveles de acoplo y *grating lobes* bajo estas condiciones.
- Extender el estudio para antenas con polarización circular, lo que principalmente repercutiría en una distinta construcción de la FSS.
- Además es preciso indicar que debido a limitaciones de tecnología, las medidas reales realizadas sobre el prototipo no incluyen el diagrama de radiación, un parámetro de especial interés en el desarrollo de este trabajo.

REFERENCIAS

1. *Antenna Theory*. (s.f.). Obtenido de www.anthenna-theory.com
2. Balanis, A. (2008). *Modern Antenna Handbook*. En A. Oliner, & D. R. Jackson.
3. Blanco, D., Llombart, N., & Rajo-Iglesias, E. (2013). On the Use of Leaky Wave Phased Arrays for the Reduction of the Grating Lobe Level . *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* .
4. Blanco, D., Llombart, N., & Rajo-Iglesias, E. (Noviembre 2012). *SYNTHESIS OF PLANAR PERIODIC ARRAYS OF STRIPS AND SLOTS FOR ANTENNA BEAMFORMING*.
5. Capolino, F., & Jackson, D. (2012). Directive Fabry-Pérot Cavity Leaky-Wave Antennas: History, Design and Theory. *Short Course- IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*. Chicago.
6. Deschamps, G. (1953). Microstrip microwave antennas. *3rd USAF Symposium*.
7. G. Mayhew-Ridgers, J. O. (October 2005). Efficient Full-Wave Modeling of Patch Antenna Arrays With New Single-Layer Capacitive Feed Probes. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.
8. Garg, R. (2001). *Microstrip antenna design handbook*.
9. Howell, J. Q. (1972). Microstrip Antennas. *IEE AP-S Int.Symp.. Digest*.
10. Peixeiro, C. (2011). Microstrip patch antennas: An historical perspective of the development. *Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)*.
11. Pozar, D. (s.f.). *Microwave Engineering*.